

Radiový KONSTRUKTÉR Svazarmu

Plánky a návody Amatérského radia



ROČNÍK III • 1957 • ČÍSLO 4

NOVÁ TECHNIKA V AMATÉRSKÉ PRAXI

Není tomu dávno, co celá řada našich občanů se vrátila z mezinárodního veletrhu v Lipsku. Viděli tam mnoho pěkných věcí a vyprávějí o tom. Samozřejmě. A mrzí je, že leccos z toho, co tam viděli, nemáme u nás. Přirozeně. Věc však není tak docela jednoduchá. Za prvé, pozorný návštěvník si všiml, že v naší expozici mělo převahu těžké strojírenství a že jsme v tomto oboru mohli ukázat leccos, co nevystavovaly ani vyspělé průmyslové státy kapitalistické. To ovšem vyplývá z celého našeho hospodářského systému, který je orientován především na budování spolehlivého základu: těžkého průmyslu. Podobně vypadaly i expozice ostatních lidově demokratických států, jež světu ukázaly, jaký krok učinily směrem k industrialisaci. Za druhé, veletrh je vždy příležitostí k reprezentaci a podle toho vypadá výběr exponátů. Srovnáme si to se životem každého z nás: ve všední den si také neoblékáme večerní šaty, v nichž se docela samozřejmě pohybujeme na plesu jednou do roka. A za třetí, jinak vypadá hospodářství malého státu a jinak hospodaření většího, nebo s větší výrobní základnou, či s delší technickou tradicí nebo s větším trhem. I to je nutno uvážit, když přijde řeč na to, co jinde mají a co u nás dosud nemáme. Konkrétně transistory. Jestliže pročítáme zahraniční odborné časopisy, zjistíme, že v nich pro práci našeho amatéra takřka nic není: samá transistorová technika. Na druhé straně je však běžnému čtenáři málo známo, že i tam, kde se transistory běžně prodávají přes pult, nejsou zdaleka laciné a nemívají tak stabilní charakteristiky, jak jsme zvyklí požadovat u ostatních, „klasických“ součástí. Krátce řečeno, do maloobchodu jde druhá jakost, zbylá po vytřídění pro vlastní

upotřebení výrobce. To je jedna stránka dnešní situace v transistorech. A druhá stránka se podobá situaci v barevné televizi. Také o barevné televizi se hodně mluví, hodně se v ní dělá – dosud však neexistuje jednotný názor, který systém je nejvhodnější, aby mohl být zaveden jako světový standard. Vývojové práce nejsou laciné a tak si samostatný výzkum a vývoj nemůže dovolit každý, není-li naděje, že se jeho výsledky budou moci brzy uplatnit v praxi. A teď si to aplikujme zase na polovodiče: kdybychom byli započali s přesunem na transistory v době, kdy byly známy jen hrotové, byli bychom nyní opět uprostřed přestavování transistorových zařízení na transistory plošné. Jenže takové časté přehazování výhybek si nemůžeme dovolit – a v oboru polovodičů, jejichž vývoj teprve začal a překvapení přicházejí takřka denně, bude takových neočekávaných zvratů ještě více.

Nicméně nelze před novou technikou zavírat oči jen proto, že „to dosud nemáme“. I svazarmovští radioamatéři musí sledovat světový vývoj, aby nebyli překvapeni, až dostanou první transistory do ruky. A znalosti transistorové teorie a praxe pak nezískáme přes noc. Nutno tedy najít rozumný kompromis mezi stanoviskem „co je české, to je hezké“ a nekritickým obdivem ke všemu, co k nám přichází ze zahraničí. Proto jsme považovali za nutné informovat naše amatéry aspoň o základních problémech práce s transistorem, i když jsme si vědomi toho, že prozatím málokdo bude moci sestavit i ty jednoduché přístroje, uvedené na konci tohoto sešitu. Jednou začít musíme a nyní, kdy je již připravena seriová výroba plošných transistorů, je k tomu nejvhodnější čas.

TRANSISTOROVÉ ZESILOVAČE

Ing. Jindřich Čermák

1. Polovodičové diody a triody (transistory)

V minulých letech, zvláště v letech druhé světové války, vznikala nová zařízení, používající velmi krátkých decimetrových a centimetrových vln. Lokátory (radary) i přijímače vyžadovaly nové detektory a směšovače tam, kde dosavadní vakuové elektronky mají velké vnitřní kapacity nebo šumy. Podstatné zlepšení přinesly polovodičové křemíkové diody. Brzy potom byly dokázány i výhodné vlastnosti jiných prvků, jako na př. germania pro výrobu diod. V krátké době několika let vznikl nový obor, obor polovodičů, jehož výsledky mají zásadní vliv na rozvoj slaboproudé elektrotechniky.

Nejdůležitějším objevem v oboru polovodičů je vynález polovodičové triody – *transistoru*. Jeho použití je podobné s použitím vakuových triod. Transistor však nevyžaduje žhavení, zesiluje a kmitá již při napětí několika desetin voltu. Je odolný proti pádům a nárazům. Má téměř neomezenou životnost, odhadovanou dnes na celá staletí. Transistor umožnil sestavení miniaturních zesilovačů, přijímačů a vysilačů, napájených tisíce hodin z jediného monobloku.

Doufejme, že v dohledné době budou transistory dostupné i naší veřejnosti, radioklubům Svazarmu, studentům, všem zájemcům. I když tomu tak ještě dnes není, je zajímavé seznámit se s vlastnostmi transistorů a polovodičů vůbec.

Polovodiče se proti kovům (vodičům) vyznačují poměrně vysokým měrným odporem ρ (t. j. nižší měrnou vodivostí $\sigma = 1 : \rho$), jak je vyznačeno v tabulce I. Mimo to mají ještě celou řadu zvláštních vlastností, jako na př.:

1. silnou závislost měrného odporu na teplotě (odpor se stoupající teplotou klesá),

2. vznik elektromotorické síly při osvětlení,

3. změnu měrného odporu s osvětlením,

4. pro odpor spojení polovodiče s kovem nebo polovodičem neplatí Ohmův zákon; takových spojení lze na př. využít k usměrnění střídavých elektrických proudů.

Až do nedávné doby se k výrobě polovodičových usměrňovačů (diod) používalo selenu a různých kyslíčků nebo sirníků kovů. V posledních letech však neustále vzrůstá význam křemíku a germania jakožto nejvhodnějších polovodičů. Velmi čistý polovodič má poměrně malou měrnou vodivost (t. zv. vlastní vodivost) a k výrobě diod nebo transistorů se nehodí. Zvýšení měrné vodivosti a snížení odporu se dosáhne příměsí některého prvku do polovodiče. Pokud se tyto příměsi neboli nečistoty vyznačují přebytkem elektronů, říkáme jim donátory a elektrický proud znečištěného polovodiče je převážně tvořen elektrony. Říkáme, že polovodič má nevlastní *elektronovou vodivost* neboli *vodivost typu n* (negativní). Jako donátoru se nejčastěji používá arsenu nebo antimonu.

Naproti tomu akceptory se vyznačují nedostatkem elektronů, což se projeví volnými, elektrony neobsazenými místy (dírami) ve struktuře polovodiče. Tyto díry jsou zdánlivě nositeli kladného náboje. Polovodič znečištěný akceptorem, na př. indiem, se vyznačuje *vodivostí děrovou* neboli *typu p* (pozitivní).

Výroba germania nebo křemíku je velmi složitá a obtížná. Germanium se dnes ve světě vyskytuje ve formě svých rud nebo doprovází některé druhy uhlí. Ke zhotovení transistoru je třeba stejnorodého germania. Nejlépe vyhovuje t. zv. monokrystalické germanium, kde jednotlivé atomy jsou přesně rozloženy podle geometrických zákonů krystalové mřížky. Cena germania, vhodného pro

Tabulka I. Srovnání měrných odporů a vodivosti

Látka	Měrný odpor $\rho \Omega \text{ cm}$	Měrná vodivost $\sigma \Omega^{-1} \text{ cm}^{-1}$	Příklad
Kovy	$10^{-5} \dots\dots\dots 10^{-4}$	$10^4 \dots\dots\dots 10^5$	železo; $\rho = 5 \cdot 10^{-5} \Omega \text{ cm}$
Polovodiče	silně závisí na teplotě $10^{-2} \dots\dots\dots 10^{10}$ $10^{-10} \dots\dots\dots 10^3$		sírník mědný při 0 °C 1000 °C $\rho = 10^{10} \Omega \text{ cm}$ $10^{-1} \Omega \text{ cm}$
Isolanty	$10^{14} \dots\dots\dots 10^{18}$	$10^{-18} \dots\dots\dots 10^{-14}$	porcelán; $\rho = 3 \cdot 10^{14} \Omega \text{ cm}$

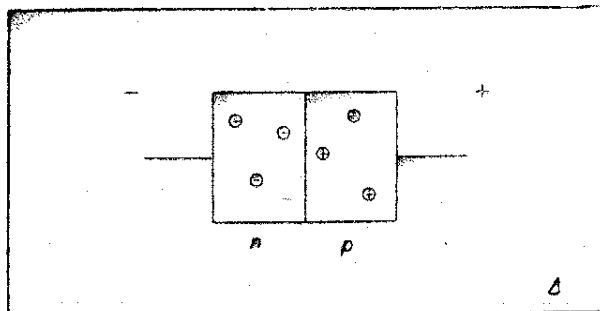
výrobu transistorů, je zatím dosti značná. Nutno však uvážit, že z jediného kilogramu lze vyrobit několik tisíc diod nebo transistorů. Podle pramenu [10] stoupla světová výroba germania z 20 tun ročně v roce 1955 na 30 tun v roce 1956. Výroba křemíku není dosud uspokojivě rozřešena a křemíkové transistory se vyskytují jen velmi zřídka. Jeden z posledních pramenů [20] naznačuje však možnost výroby slitinových transistorů. Základem není polovodič, nýbrž slitina nebo snad sloučenina vhodných kovů. Tím způsobem je dnes možno v laboratorním měřítku získat celou řadu polovodičů s jemně odstupňovanými elektrickými vlastnostmi.

Spojením dvou kusů polovodičů o různém typu vodivosti vzniká krystalová dioda (obr. 1). Jestliže je polovodič s vodivostí p polarisován kladně proti polovodiči s vodivostí n , je potřebí jen malého napětí k průtoku proudu. Říkáme, že v tomto případě je dioda polarisována čelně a proud protéká v čelném směru. Při opačné polarisaci protéká jen velmi malý proud, i kdyby vnější napětí na diodě bylo několik desítek voltů. V tomto případě je dioda polarisována ve zpětném (závěrném)

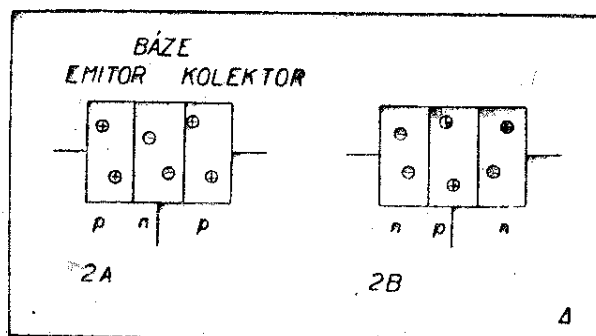
směru a protéká jí jen velmi slabý zpětný (závěrný) proud, málo závislý na napětí. Při průtoku střídavého proudu bude dioda proud v jednom směru ochotně propouštět, zatím co v druhém jej zadrží. Výsledkem bude usměrněný tepající proud. Popsané jevy jsou dobře známy z měření stejnosměrných charakteristik diod a podrobněji byly vysvětleny v pramenu [1].

Obdobně je uspořádána krystalová trioda – transistor.*) Transistor se v principu skládá ze tří částí o různém typu vodivosti, stýkajících se ve dvou přechodových vrstvách. V zásadě tedy mohou existovat transistory se střední vrstvou z materiálu o vodivosti n , které podle výsledného uspořádání vrstev nazýváme pnp – transistory (obr. 2A). Druhý typ transistorů, nazývaný npn , má střední vrstvu z materiálu o vodivosti p (obr.

*) Názvosloví v oboru polovodičů není dosud ustáleno ani normalisováno. Proto si autor dovolil několik odchylek od Návrhu názvosloví VKV, hesla 431 až 434, jež v roce 1953 vypracoval VÚPEF v těch případech, kdy jsou navrhované termíny příliš dlouhé nebo málo výstižné.



1. Princip diody



2. Princip transistoru

2B). V obou případech je základní surovinou pro výrobu jediný prvek, na př. křemík. V případě *pnp* transistoru bylo ke křemíku, ze kterého jsou zhotoveny krajní elektrody, přidáno určité množství akceptoru. Střední část je vyrobena z křemíku o vodivosti *n*, tedy z křemíku smíšeného s vhodným donátorem. Výsledkem je křemíkový transistor typu *pnp*. Střední elektrodu jmenujeme *báží* (základní elektrodou, základnou). Vstupní elektroda, *emitor* (emitorová elektroda) je proti bázi vždy polarisována v čelném směru. U transistoru *pnp* má tedy proti bázi napětí kladné, u transistoru *npn* má naopak napětí záporné. Výstupní elektroda, *kolektor* (kolektorová elektroda), je proti bázi vždy polarisována ve směru zpětném. U transistoru *pnp* má proti bázi napětí záporné, u transistoru *npn* má naopak napětí kladné.

Schematická značka transistoru je nakreslena na obr. 3. Emitor je opatřen šipkou. Směřuje-li šipka k bázi, jedná se o transistor *pnp*. Je-li namířena opačně, je použit transistor *npn*. S ohledem na snadnější výrobu materiálu pro bázi s vodivostí *n* jsou dnes nejvíce rozšířeny transistory typu *pnp*. Na obr. 4 si vysvětlíme jeho základní elektrické vlastnosti. Jestliže je kolektor připojen k zápornému pólu baterie *B_k* a emitor je v místě *x* rozpojen, chová se spojení báze – kolektor jako dioda. Protože je polarisována v závěrném směru, protéká jí jen velmi malý proud. Tento proud, jemuž říkáme *zbytkový proud kolektoru I_{k0}*, závisí

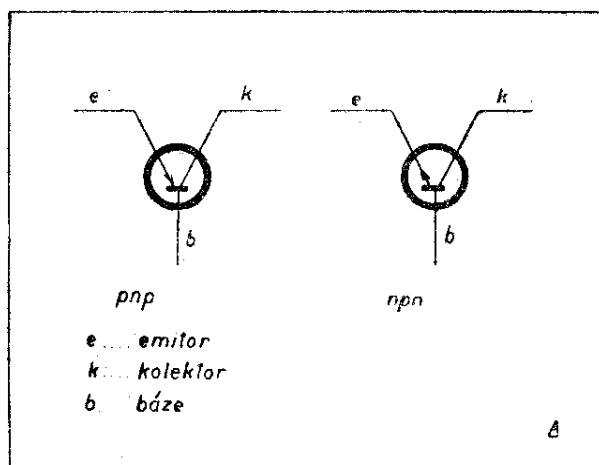
hlavně na teplotě. Pro určité konstantní napětí kolektoru proti bázi lze říci, že u běžných typů transistorů se *I_{k0}* zdvojnásobí při zvýšení teploty o 10 °C. Znamená to na př., že při změně teploty z 20 °C na 80 °C stoupne *I_{k0}* celkem $2^8 = 64$ krát.

Připojíme-li nyní emitor k baterii *Be* tak, že je proti bázi polarisován v čelném směru (kladně), přičítá se proud emitoru ke zbytkovému proudu kolektoru a zvětšuje jej. Jen malá část emitorového proudu se uzavírá báží. Výsledný kolektorový proud *I_k* závisí tedy převážně na proudu emitoru, částečně též na teplotě a málo na napětí kolektoru, jak vidíme z křivek na obr. 13, kterým říkáme výstupní charakteristiky. Změny kolektorového napětí vyvolají jen velmi malé změny kolektorového proudu, výstupní odpor kolektoru pro střídavý proud (dynamický) je tedy velmi vysoký a je dán strmostí jednotlivých čar.

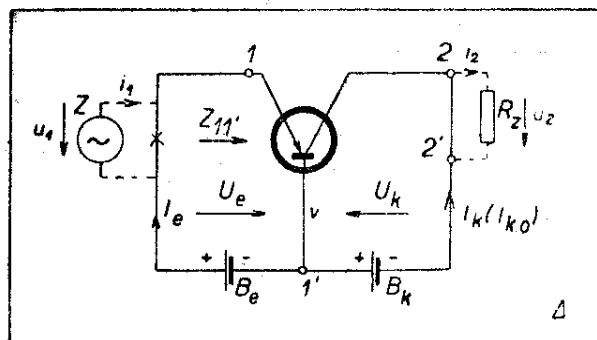
Při zapojení transistoru v zesilovači jsou elektrody transistoru (stejně jako elektrody elektronek) polarisovány určitým ss napětím a proudem. Velikosti jednotlivých ss proudů a napětí, vyskytujících se současně na transistoru, jsou udány polohou pracovního bodu (bod *P* na obr. 28).

Mimo tyto stejnosměrné proudy a napětí přivádíme na vstup transistoru i střídavý signál, který zesilujeme. Na obr. 4 bychom připojili zdroj střídavého proudu *Z* o napětí *u₁* do místa označeného *x*, a zátěž *R_z* mezi body 2, 2'. Na ní odečteme výstupní napětí signálu *u₂*.

Protože velikost i změny kolektorového proudu *I_k* závisí v první řadě na



3. Schematická značka transistoru



4. Základní zapojení transistoru

velikosti a změnách proudu emitoru I_e , je rozdíl odporu emitoru a kolektoru příčinou zesilovacího účinku transistoru. Přitéká-li na př. do emitoru, který má malý dynamický vstupní odpor $Z_{11} = 100 \Omega$, střídavý efektivní proud $i_1 = 1 \text{ mA}$, je budící výkon tohoto střídavého proudu $N_1 = i_1^2 \cdot R_1 = 10^{-6} \cdot 10^3 = 0,1 \text{ mW}$. Zatěžovací odpor $R_z = 1 \text{ k}\Omega$ je podstatně menší než vysoký dynamický odpor kolektorového obvodu a neovlivní prakticky velikost střídavého proudu kolektorovým obvodem. Tento proud i_2 tedy bude řízen střídavým proudem emitoru i_1 a předpokládejme, že mu bude zhruba roven. Pak výkon střídavého proudu i_2 na zátěži R_z vypočteme: $N_2 = i_2^2 \cdot R_z = 10^{-6} \cdot 10^3 = 1 \text{ mW}$.

Výkonové zesílení transistoru G je dáno vzorcem

$$G = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1 \text{ mW}}{0,1 \text{ mW}} = 10 \quad (1)$$

Častěji se používá desateronásobku dekadického logaritmu, jež nazýváme výkonovým ziskem g

$$g = 10 \cdot \log G = 10 \cdot \log \frac{N_2}{N_1} [\text{dB}] \quad (2)$$

Tabulka II Převod výkonového zesílení a zisku

$g = 10 \log G$		$G = N_2 : N_1$	
Výk. zesílení G	Výkon. zisk (dB) g	Výkon. zesílení G	Výkon. zisk (dB) g
10	10	1 000	30
12,6	11	1 260	31
15,8	12	1 580	32
19,9	13	1 990	33
25,1	14	2 510	34
31,6	15	3 160	35
39,8	16	3 980	36
50,1	17	5 010	37
63,1	18	6 310	38
79,4	19	7 940	39
100	20	10 000	40
126	21	12 600	41
158	22	15 800	42
199	23	19 900	43
251	24	25 100	44
316	25	31 600	45
398	26	39 800	46
501	27	50 100	47
631	28	63 100	48
794	29	79 400	49
<hr/>			
10^5	50	10^8	80
10^6	60	10^9	90
10^7	70	10^{10}	100

a udáváme jej v decibelech (dB). Někdy se používá i jiných definic pro G resp. g .*)

Zájemce je nalezne v pramenu [18] a [19]. K převádění výkonového zesílení a zisku používáme tabulky II.

Zde je ihned nutno upozornit na rozdíl transistorového a elektronkového zesilovače. Výkon k vybuzení elektronky je prakticky nulový. Řídící mřížka neodebírá proud. Proto se u elektronkových zesilovačů hovoří o napěťovém zesílení a porovnává se napětí výstupní s napětím na řídicí mřížce. Transistor však má poměrně malý vstupní odpor a vždy potřebuje ke svému vybuzení určitý výkon. Proto je správnější porovnávat výkon signálu odevzdaný do zátěže s výkonem signálu, potřebným k vybuzení transistorového zesilovače.

Zásadní vliv na výkonový zisk transistoru má t. zv. proudové zesílení nakrátko α . Při měření α je udržováno konstantní stejnosměrné napětí U_k (pro střídavá napětí je tedy kolektor zkratován, $u_2 = 0$ na obr. 4). Porovnává se vý-

*) Máme-li na př. transistorový zesilovač, napájený generátorem o vnitřní impedanci $Z_g = R_g + jX_g$, je provozní výkonový zisk definován jako desateronásobek logaritmu poměru zdánlivého výstupního výkonu a výkonu, který dodá použitý generátor do zátěže rovné jeho vnitřní impedanci. Vypočteme jej podle vzorce

$$g_{\text{prov}} = 10 \log \cdot 4 \cdot Z_g \cdot Z_z \left| \frac{z_{21}^2}{\Delta_z^2} \right|$$

V americké literatuře je často uváděn energetický zisk jako poměr činného výstupního výkonu k činnému výkonu, který generátor dodá do zátěže rovné komplexně sdružené hodnotě jeho vnitřní impedance $Z_g^* = R_g - jX_g$. Je tedy definován vzorcem

$$g_{\text{energ}} = 10 \log \cdot 4 \cdot R_g \cdot R_z \left| \frac{z_{21}^2}{\Delta_z^2} \right|$$

kde $\Delta_z = (z_{11} + Z_g)(z_{22} + Z_z) - z_{12}z_{21}$; význam jednotlivých členů je vysvětlen v odst. 4.

stupní střídavý proud nakrátko i_2 s bu-
dicím vstupním proudem i_1

$$\alpha = \left(\frac{i_2}{i_1} \right) U_k = \text{konst.}, u_2 = 0 \quad (3)$$

Podle typu transistoru a jeho zapojení
se α běžných transistorů pohybuje od
0,8 do 100.

Velikost výstupního výkonu signálu
 N_2 , odevzdaného do zátěže, závisí na
velikosti napájecích proudů a napětí
kolektoru ve zvoleném pracovním bodu.
Čím větší bude U_k a I_k , tím větších změn
výstupního proudu a napětí lze dosáhnout,
tím větší mohou být amplitudy
střídavého proudu a napětí výstupního
signálu. Podobně jako elektronky mají
maximální přípustnou anodovou ztrátu
(na př. EBL21 snese asi 9 W), mají
i transistory maximální *přípustnou kolek-
torovou ztrátu* N_k . Tato kolektorová ztráta
je dána součinem stejnosměrného prou-
du a napětí kolektoru ve zvoleném prac-
ovním bodu

$$N_k = U_k \cdot I_k \quad (4)$$

Zatím se běžně vyrábějí transistory
s přípustnou kolektorovou ztrátou N_k od
50 mW do 3 W. Větší transistory se vy-
skytují jen výjimečně.

Kolektorová ztráta N_k se mění v tran-
sistoru v teplo. S ohledem na neobyčej-
nou citlivost polovodičů na zahřátí je
třeba dbát na to, aby vnitřní teplota
transistoru nepřestoupila 90°—110 °C.
Nad touto teplotou dochází u germanio-

vých transistorů k poškození. Křemí-
kové transistory snášejí podle údajů lite-
ratury poněkud vyšší, asi 150 °C. Bývá
zvykem zakreslit přípustnou kolektoro-
vou ztrátu do výstupních charakteristik.
Podle rovnice [4] je to hyperbola spoju-
jící všechny body, ve kterých je součin
 U_k a I_k roven zvolenému N_k (obr. 28).
Při přesném výpočtu by měl být též
uvažován vývoj tepla na emitoru.
S ohledem na malé napětí v čelném
směru je však jeho tepelný příspěvek za-
nedbatelný.

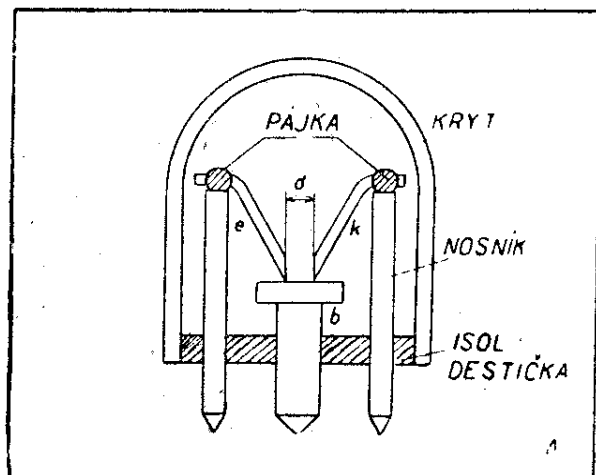
Jednou z hlavních nevýhod transis-
toru je omezený kmitočtový rozsah. Je
to způsobeno poměrně značnými vnitř-
ními kapacitami. Jejich vliv může však
být do jisté míry kompenzován. Defini-
tivní pokles zesílení působí rozdíly dob,
jež potřebují nosiče nábojů k přechodu
z emitoru na kolektor. Jakmile jsou tyto
rozdíly srovnatelné s dobou kmitu přé-
nášeného kmitočtu, účinky jednotlivých
nosičů se ruší a zesílení klesá. Měřítkem
pro vhodnost použití transistoru je nej-
častěji *mezní kmitočet proudového zesílení
nakrátko* f_a . Je to kmitočet, při kterém
klesne absolutní hodnota proudového
zesílení nakrátko na 7 desetin původní
hodnoty při nízkých kmitočtech ($|a|$ po-
klesne o 3 dB). Pro sovětské transistory
П1Ж je na př. udáván mezní kmitočet
 $f_a \geq 1,5$ MHz.

2. Výroba transistorů

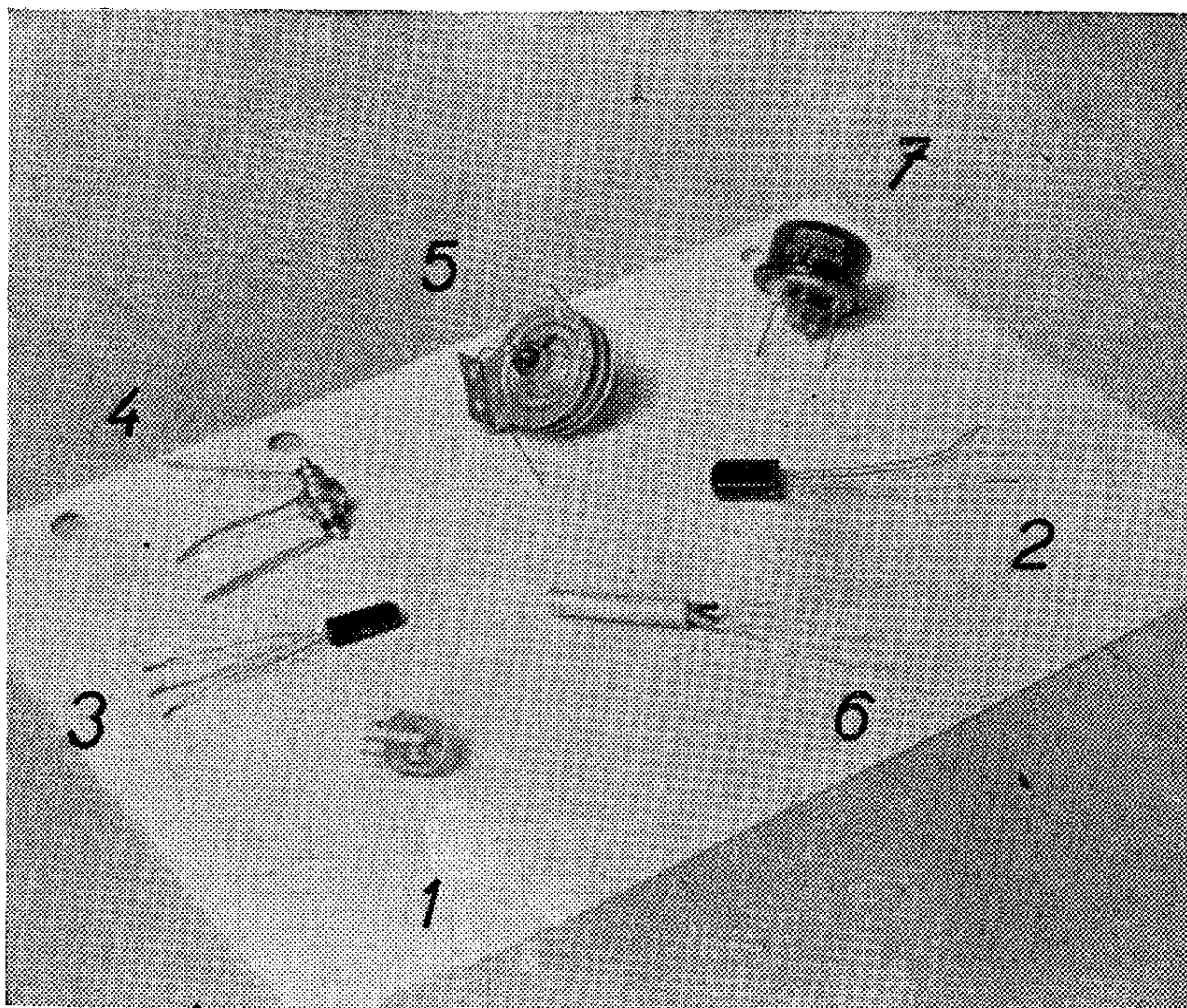
Veškeré transistory dělíme podle uspo-
řádání emitorových a kolektorových elek-
trody na hrotové a plošné.

Hrotový transistor (obr. 5) sestává ze
základní destičky, báze b , zhotovené
zpravidla z germania o n vodivosti.
O tuto destičku se opírají dvě ostrá ko-
vová pera s hroty: emitorové – e a kolek-
torové – k . Někteří autoři se domnívají,
že se mechanickým tlakem změni pod
hroty vodivost báze v opačnou (děro-
vou, vodivost p), takže vzniká soustava
tří oblastí, ve kterých se střídá vodivost.
Výsledkem je hrotový transistor *pnp*,
pracující tak, jak bylo popsáno v minu-
lém oddíle.

Dokonalá ostrost hrotů a jejich nej-
menší vzdálenost d je podmínkou dobré
funkce hrotového transistoru. Další pod-



5. Průřez hrotovým transistorem



6. Různé transistory 1. hrotový transistor, 2. plošný transistor 4NU70, 3. plošný transistor OC70, 4. plošný transistor П1А, 5. plošný transistor П3А, 6. plošný transistor 3X/302N, 7. plošný transistor GFT2006

mínkou je čistota všech součástek, jíž se dosáhne leptáním a omýváním. Nastavení hrotů se provádí zvláštním přístrojem, zvaným mikromanipulátor. Připojenými přístroji se kontrolují elektrické vlastnosti emitorového a kolektorového hrotu. V okamžiku, kdy mají obě pera s hroty potřebné vlastnosti, zajistí se jejich poloha připájením k silnějším nosníčkům a zakápnutím hrotů vhodnou látkou. Plocha styku mezi hroty a bází bývá odhadována na 10^{-8} cm^2 . Znamená to tedy, že veškerý výkon při průtoku proudu mezi kolektorovým hrotem a bází je soustředěn na nepatrné a špatně chlazené ploše. Maximální přípustná kolektorová ztráta se tedy pohybuje kolem 100 mW. Čím blíže jsou oba hroty,

tím vyšší kmitočty mohou být zesilovány. Při vzdálenosti $d = 0,02 \text{ mm}$ bývá f_a kolem 1 MHz. Pro zvýšení proudového zesílení nakrátko se kolektory hrotových transistorů formují. Po sestavení se na kolektor přivádějí záporné impulsy o napětí 30 až 100 V, délky několika desítek milisekund. Pravděpodobně tím dochází k přechodu kovu z hrotů do báze a k vytvoření dalších vrstev se střídajícím se typem vodivosti pod kolektorem. U dobrých hrotových transistorů bývá α od 2,5 do 4.

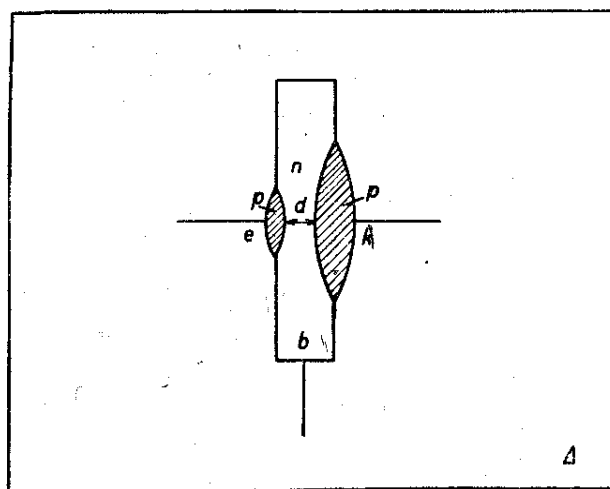
Velkou nevýhodou hrotových transistorů, pro kterou se dnes od jejich použití všeobecně upouští, je pracovní výroba, nestálost a nespolehlivost. Náhodné otřesy, náhlé tepelné změny a

pnutí změni vzájemnou polohu hrotů a tím i veškeré elektrické vlastnosti. Na obr. 6 je číslem 1 označen hrotový transistor československé výroby.

První transistory, které se v r. 1948 podařilo vynálezčům Bardeenovi a Brattainovi vyrobit, byly transistory hrotové (zvané též transistory typu A). Asi o 4 roky později byly uveřejněny zprávy o nových transistorech – *transistorech plošných*. Uspořádáním se podobají obr. 2: hlavní střední elektroda – báze, zhotovená z germania, nese polovodivé vrstvy opačných vodivostí, jež představují emitor a kolektor.

První ze způsobů výroby je založen na *postupném růstu monokrystalů*. Do roztaženého germania s vodivostí p se ponoří monokrystal germania s vodivostí n . Když naroste vrstva n germania v síle 5 až 50 tisícín mm, změníme vhodným způsobem typ vodivosti taveniny. Takto se podaří vyrobit krystal s vrstvami npn . Ten je po vychladnutí rozřezán kolmo na rovinu vrstev na destičky potřebné velikosti. Vnější vrstvy – emitor a kolektor – i vnitřní (báze) jsou opatřeny přívody. Po zasunutí do vhodného pouzdra a v hermetickém uzavření je transistor hotov.

Častěji se používá transistorů vyrobených *legováním*. Na germaniovou destičku s vodivostí n přiložíme malé množství india a zahřejeme až k bodu tání. Indium se roztaví a rozpustí v sobě i část germaniové destičky, na které spo-



7. Průřez plošným transistorem

čívá. Při opětém ochlazení sledují vy-
loučené germaniové atomy strukturu
původní mříže. Mezi nimi je však
mnoho atomů india, jež germaniu udě-
luje vodivost typu p . Vzniká tím pn
přechod mezi původním nedotčeným
germaniem s vodivostí n a oběma částmi
germania, jež v sobě roztavilo tekuté
indium. Na obr. 7 vidíme schematicky
znázorněn průřez plošným transistorem,
vyrobeným legováním. Zahřívání musí
být včas zastaveno, aby indium nepro-
niklo do té hloubky, že by se emitorová
a kolektorová vrstva spojily a vytvořily
přímý dotyk emitor – kolektor. Při
předčasném ukončení procesu je síla
mezilehlé vrstvy d příliš velká. Silná
mezivrstva zmenšuje zesílení transistoru
a omezuje jeho zisk na vysokých kmito-
čtech. Síla vrstvy, jak se vyskytuje u běž-
ných transistorů, vyrobených legová-
ním, se pohybuje kolem 0,01 mm.

Jednou z nejúspěšnějších metod je *leptání*. Transistory s povrchovou přehradou, vyrobené leptáním, mají velmi tenkou vrstvu báze mezi emitorem a kolektorem. Jsou použitelné i pro vysoké kmitočty (desítky MHz). Základní destička germania s n vodivostí je upevněna do držáku a s obou stran proti ní stríkají tenké proudy elektrolytu. Leptání se urychluje elektrolytickým účinkem napětí vhodné polarity, zavedeným mezi obě trysky a držák báze. V germaniové destičce se proti sobě vytvoří dva tenké otvory. Jakmile jsou jejich dna od sebe vzdálena jen několik tisícín mm, leptání se přeruší. Při vhodném složení elektrolytu se nyní polarizační napětí přepóluje a při dalším postříkávání se pochod obrátí. Účinkem elektrického proudu se na dna direk vylučuje vrstvička india. Na styku původního germania báze s vodivostí n s indiem se vytvoří vrstvy s opačnou vodivostí p . Vzniká *pnp* transistor s velmi tenkou bází. Úspěch výroby závisí hlavně na včasném ukončení leptání otvorů.

Nejmodernějším způsobem výroby plošných transistorů je *diffuse*. Pramen [4] popisuje zhotovení *npn* transistoru křemíkového. Malý kousek křemíku s vodivostí *n* je umístěn v prostoru, vyplněném hliníkovými parami. Trojmocný hliník

se třemi elektrony proniká jako akceptor do křemíku a změni jeho vodivost na děrovou – p . Po určité době se podobně působí parami pětímocného antimonu, donátoru s pěti elektrony, jenž při difuzi do křemíku mění děrovou vodivost zpět na elektronovou. Při včasné ukončení se vytvoří mezi původním n křemíkem a oblastí, kam pronikl antimon, velmi tenká vrstva s p vodivostí s hliníkovým akceptorem. Popisovaným způsobem se podařilo konečně vyrobit plošné transistory s mezním kmitočtem 500 MHz. Takové transistory mohou vážně konkurovat elektronkám i na rozsazích velmi krátkých vln.

Ze všech transistorů se nejčastěji vyskytují legované plošné germaniové pnp transistory. Méně často se vyskytují germaniové transistory npn , jež pracují lépe na vyšších kmitočtech. Nespolehlivé transistory hrotové jsou dnes všeobecně vytlačovány transistory plošnými. Vzácné jsou dosud všechny druhy plošných transistorů křemíkových. Všeobecně vynikají možnostmi použití za vyšších teplot a kmitočtů.

Dosažitelná literatura popisuje jen hlavní principy jednotlivých způsobů výroby. Výrobní proces je však ve skutečnosti mnohem složitější, než bylo na několika řádcích popsáno.

3. Vlastnosti a výhledy transistorů

Až do roku 1948, kdy byl transistor vynalezen, byla veškerá elektronika založena na výhradním použití vakuových elektronek. Veškerá snaha po zdokonalení se projevovala jen ve zlepšování a zdokonalování konstrukce a technologických procesů. Vynález transistoru znamená pro techniku zesilovačů a snad skutečně pro celou elektroniku kvalitativní zlom. Vzniká nový prvek, založený na zcela novém principu. Jaký bude další vývoj? Vytlačí transistor elektronku nebo po čase zanikne jako prakticky nepoužitelná technická hříčka?

Všimněme si nejprve hlavních vlastností transistorů, zvláště ve srovnání s elektronkou.

V první řadě je zřejmé, že transistor nepotřebuje žhavení. Odpadá tedy i zdroj žhavicího proudu a potíže s jeho

nabíjením nebo výměnou. Teplo, vyzářené transistorem, je menší a způsobené jen kolektorovou ztrátou N_k .

Další výhodou je životnost. Jeden z posledních pramenů [20] popisuje statistické zkoušky změn transistorů, zjištěné měření po několika tisících hodin provozu. Tyto změny jsou tak nepatrné, že podstatné zhoršení vlastností vyřadí transistor z provozu po více než milionu pracovních hodin, t. j. po více než 100 letech nepřetržitého provozu. Je to hlavně způsobeno tím, že transistor neobsahuje žádnou ze součástí (na př. katodu), jež se při provozu opotřebuje a předem podmiňuje ukončení pracovní schopnosti. Theoreticky by snad měl transistor pracovat věčně. Zařízení s transistory jako zesilovače, vysíláče a pod. bude možno montovat přímo i na nepřístupná místa pod zem, na vrcholy hor, pod moře. Při dobře provedené výrobě a spolehlivé montáži všech ostatních součástek nebude třeba žádných oprav.

Nepatrné mechanické rozměry dovolují pájet transistory přímo mezi součástky stejně jako odpory a kondensátory. Většina malých transistorů s kolektorovou ztrátou 100 mW, odpovídajících svými zesilovacími vlastnostmi asi elektronece typu 1F33 nebo 6F31, má objem 0,2 cm³. Objem uvedených elektronek se přitom pohybuje kolem 10 cm³. Zmenšení objemu transistorů by však bylo bezcenné bez snížení objemu ostatních součástek. K tomu přispívá ta okolnost, že transistory vyžadují ke svému napájení velmi malá napětí. V přenosných přístrojích, osazených transistory, není tedy třeba vysokonapěťových anod.

Transistor pracuje již při kolektorovém napětí $U_k = 0,1$ V. Potřebný napájecí příkon se pak pohybuje kolem několika μ W (miliontina wattu). Je na př. možné napájet transistor z fotočlánku, ozářeného sluncem nebo žárovkou. Většina transistorových radiových vysíláčů a přijímačů pracuje s napájecím napětím 6–12 V. Při tom proudy předzesilovacích stupňů bývají kolem 1 mA, proud koncového stupně s výstupním výkonem signálu 50 mW nepřevyšuje

25 mA. Výkonové transistory samozřejmě vyžadují vyšších hodnot napájecího napětí a proudu: až 50 V nebo několika ampér. Tak na př. sovětský ПЗБ s $N_k = 3,5$ W (odpovídá asi elektronce 6L31) pracuje při plném využití s kolektorovým napětím $U_k = -10$ V a proudem $I_k = -0,35$ A.

Zmenšení napájecího napětí je u zařízení s vlastním zdrojem vítáno. Lze použít známých a osvědčených článků, akumulátorů nebo usměrňovačů. Otázkou je, jak je vyřešeno napájení složitějších zařízení, jako stojanů s mnoha zesilovači pro závodní nebo místní rozhlas a pod. Usměrnění a hlavně filtrace proudu o velikosti desítek či stovek ampér při napětí několika voltů je neobvyklé.

Nepatrné rozměry vlastního krystalu transistoru (několik mm³) a zvláště jeho malá váha (desítky miligramů) nejsou pro přívodní dráty žádným zatížením. Přívodní dráty proto nejsou namáhány ani při prudkých nárazech ani chvění. Ve srovnání s elektronkami snesou transistory i velmi hrubé zacházení, což je

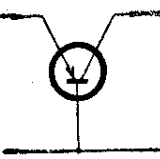
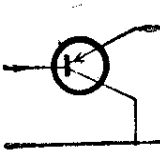
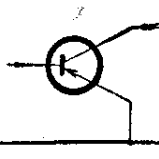
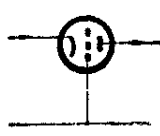
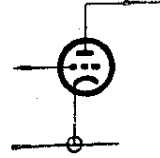
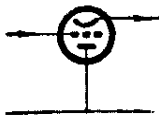
výhodné pro použití v dopravě nebo pro vojenské účely.

Stejnoseměrné charakteristiky transistorů vynikají při vhodném zapojení naprostou linearitou a rovnoběžností, takže při průchodu střídavého signálu může být využito rozkmitu až do úplného zániku proudu nebo napětí. V jednočinném zapojení může být dosaženo účinnosti 49 %, při čemž činitel harmonického skreslení výstupního signálu se pohybuje od 2 do 3 %. Účinnost dvočinných stupňů se blíží theoretické hodnotě 78,5 %.

Některé zvláštní vlastnosti transistorů dovolují vytvořit zcela nová zapojení, u elektronek nezvyklá nebo vůbec nemožná. Tak na př. hrotový transistor vykazuje při zkratování kolektoru na bázi mezi emitorem a bází záporný vstupní odpor. Připojením jednoduchého oscilačního obvodu bez vazebních vinutí a odboček vzniká jednoduchý oscilátor.

Existence dvou typů transistorů (*pnp*, *npn*) dovoluje tvořit tak zv. komplementární dvojice, dvojice transistorů stej-

Tabulka III. Srovnání různých druhů zapojení transistoru

	Společná báze	Společný emitor	Společný kolektor
Zapojení			
Fáze přenášeného signálu	zachována	převrácena	zachována
Proudové zesílení nakrátko	< 1 0,8 0,99	> 1 10 100	> 1 10 100
Výkonový zisk	20 30 dB	30 45 dB	10 20 dB
Vlastnosti	nízký vstupní odpor, vysoký výstupní odpor, malé harm. skreslení, malý výkonový zisk, vysoká účinnost	vstupní odpor vyšší a výstupní nižší než u spol. báze, velký výkonový zisk	vysoký vstupní a nízký výstupní odpor; velmi malý výkonový zisk
Obdoba elektronek			

ných přenosových vlastností. Jeden z transistorů dvojice je typu *pnp* a druhý *nnp*. Při zapojení takové dvojice vzniká jednoduchý dvojčinný stupeň bez vstupního a výstupního transformátoru. Při zapojení v třídě B neodebírají transistory komplementární dvojice téměř žádný proud. Teprve při vybuzení proud kolektoru stoupá podle velikosti zesíleného signálu. Účinnost takového stupně překonává účinnost všech dosud známých zapojení.

Plošné transistory využívají v mnohem větší míře schematických obměn zapojení než elektronky. Není totiž nutné přivádět vstupní signál na emitor a odebírat jej z kolektoru. Polaritu stejnosměrných napájecích zdrojů však ve všech případech volíme tak, že emitor je k bázi polarisován v čelném a kolektor v závěrném smyslu.

Jednotlivé způsoby zapojení označuje podle „spodní“ elektrody, jež je „uzemněna“ neboli je společná vstupnímu i výstupnímu obvodu. Souhrn vlastností jednotlivých zapojení je uveden v tabulce III.

Hrotové transistory se používají vždy jen v zapojení se společnou bází. Vlivem vysokého $\alpha > 1$ jsou hrotové transistory v ostatních zapojeních nestabilní.

Z tabulky III. je zřejmé, že některé vlastnosti jednoho a téhož transistoru se mění s obměnou zapojení (proudové zesílení nakrátko, dosažitelný výkonový zisk). Je tedy nutné rozlišovat na př. dosažitelný výkonový zisk v zapojení se společnou bází, emitorem atd. Budeme proto k rozlišování používat indexů b , e , k . Tak g_e je výkonový zisk transistoru, zapojeného se společným emitorem, α_k proudové zesílení nakrátko v zapojení se společným kolektorem.

V praxi se nejčastěji používá plošných transistorů v zapojení se společným emitorem, protože při něm se dosahuje největšího výkonového zesílení. Pro srovnání transistorů se však udržuje zapojení se společnou bází. V různých cenících a časopisech nebývá index b uveden, takže obvykle platí $\alpha = \alpha_b$. Hodnoty jednotlivých veličin nutno pro různá zapojení přepočítávat. K tomu slouží převodní vzorce nebo tabulky, se kterými se seznámíme později.

Hlavním hospodářským činitelem při rozšíření transistorů je poměrně snadná výroba. Ve srovnání s elektronkami odpadá čerpání vzduchu a zatavování baněk. Stačí, aby pouzdro s krystalem bylo neprodyšně uzavřeno proti vnikání vlhkosti z ovzduší. Nejmenší množství součástek a nepatrné množství základního materiálu dovoluje již dnes přiblížit cenu standardních transistorů k ceně odpovídajících elektronek. Tak na př. univerzální transistor CK722 fy Raytheon se v USA prodává za 99 centů. Obdobné typy OC70 a OC71 fy Valvo stojí v Rakousku 35 šilinků. Výkonové nebo speciální typy transistorů jsou samozřejmě mnohem dražší. Je zajímavé, že přes intenzivní reklamu a inserci výrobců jsou na celém světě v běžném prodeji pro drobné spotřebitele jen nejobyčejnější nebo neznačkové typy.

Hlavní nevýhodou transistorů je značná tepelná závislost všech elektrických vlastností. Je to vlastnost daná fyzikální podstatou všech polovodičů. Největší vliv má kolísání zbytkového proudu kolektoru I_{k0} . V zapojení transistoru se společnou bází není kolísání proudu kolektoru příliš patrné a ve většině případů neohrožuje správnou funkci nebo dokonce život transistoru.

V zapojení se společným emitorem je emitor proti bázi polarisován v čelném směru a tok jeho děr (v případě *pnp* transistoru) se přičítá k proudu zpětně polarisovaného kolektoru I_{k0}' . V zapojení se společným emitorem je proud kolektoru I_{k0}' při rozpojené bázi $1/(1 - \alpha_b)$ krát větší než I_{k0} v zapojení se společnou bází. Jestliže je na př. u čs. transistoru 4NU40 klidový proud v zapojení se společnou bází $I_{k0} = -10 \mu A$ při $U_k = -10 V$ a $\alpha_b = 0,98$, pak v zapojení se společným emitorem bude proud kolektoru při rozpojené bázi $I_{k0}' = -10 \mu A \cdot 1/(1 - 0,98) = -0,5 mA$. Stejně jako v zapojení se společnou bází se tento proud zhruba zdvojnásobí při zvýšení teploty o $10^\circ C$. Takový proud a jeho změny s teplotou už podstatně změni polohu pracovního bodu a s ní i přenosové vlastnosti transistoru.

Ke zmenšení vlivu teploty se v zapojení se společným emitorem používají

speciální stabilizační obvody, složené z ohmických odporů nebo tepelně závislých odporů, termistorů. Tím se dosáhne stabilizace pracovního bodu. Čím větší stability pracovního bodu má být dosaženo, tím větší proud musí protékat stabilizačním obvodem. Znamená to však ztrátový příkon a zmenšení účinnosti celého zesilovače.

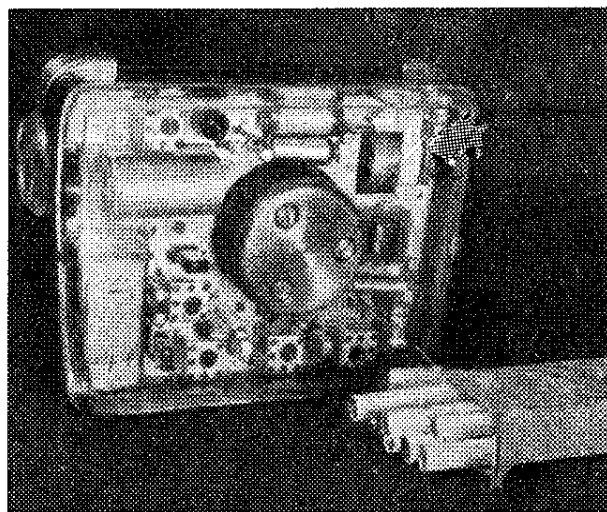
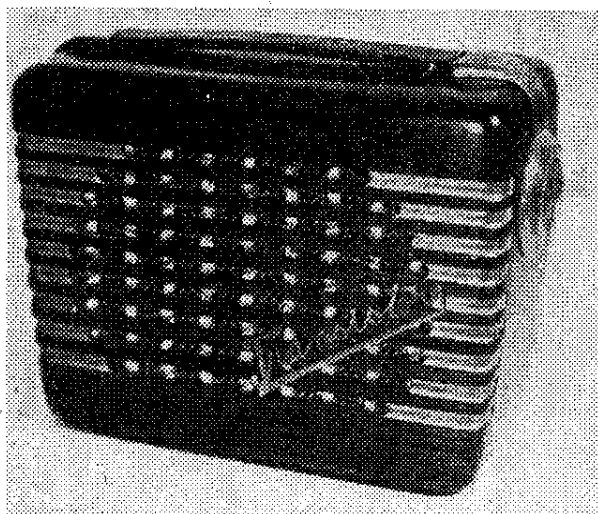
S otázkou pracovní teploty transistoru souvisí i otázka maximální přípustné kolektorové ztráty a tím i velikost výkonu výstupního signálu. Čím větší výkon kolektorovou ztrátou musí být transistor zatížen. Elektrický výkon na kolektoru se však mění v teplo a zvyšuje vnitřní teplotu transistoru. Aby nepřestoupila doporučenou mez (90 až 110 °C), musí být transistor vydatně chlazen. Ve většině případů nemají výkonové transistory vlastní chladičí desky nebo žebrování. Výrobci předpokládají přímou montáž na kovovou kostru přístroje, při čemž určitá plocha kolem transistorů zůstává volná. Tak na př. pro plošný germaniový transistor ПЗБ doporučuje výrobce ponechat v okolí místa připevnění na kostře asi 50 cm² prázdné plochy. Dosud nejvýkonnější transistor CTP 1003, který vyrábí fa Intermetall, vyžaduje přes 1200 cm² chladičí plochy při max. přípustné kolektorové ztrátě $N_k = 20$ W.

S hlediska dobrého ochlazování je výhodné používat transistorů v kovovém,

nikoliv skleněném pouzdru. Tak na př. jeden a tentýž transistorový krystal snese ve skleněném pouzdru 20 mW (čs. 4NU40), zatím co v kovovém je možno jej zatížit 50 mW (4NU70). Při pokusech nechyběly ani transistory plněné netečnou kapalinou, jež měla lépe odvádět teplo než vzduch. Vcelku se však zdá, že „vzdušné“ chlazení spolu s vhodnou konstrukcí kolektoru a novými polovodiči (křemíkem) v budoucnu převládne.

Při používání transistorů vadí pokles zesílení na vyšších kmitočtech. Již dříve byly popsány důvody, jak k tomu dochází. Prvních transistorů bylo možno používat jen na nízkých, akustických kmitočtech. Ještě nedávno se zdálo, že jediným východiskem budou hrotové transistory, pracující do vyšších kmitočtů, než první transistory plošné. Novými výrobními metodami (na př. difusí) se však podařilo vyrobit spolehlivé plošné transistory s mezním kmitočtem kolem 500 MHz. Tyto transistory uspokojí požadavky radiotechniky až do oblasti velmi krátkých vln.

Aby náš výklad nevedl k příliš optimistickým závěrům, nutno upozornit, že se dosud nepodařilo vyrobit transistor, který by měl kolektorovou ztrátu 20 W, současně mezní kmitočet 100 MHz a výkonový zisk 50 dB. Jednotlivé typy totiž dosahují jen některých vrcholných hodnot, zatím co jejich ostatní elektrické vlastnosti jsou průměrné. Tak na př.



8. Miniaturní transistorový přijímač Transistor

dříve zmíněný výkonový CTP 1003 je prakticky použitelný do několika kHz a jeho výkonový zisk nepřestoupí 20 dB. Naopak vysokofrekvenční transistor fy Raytheon CK762 s mezním kmitočtem 20 MHz má přípustnou kolektorovou ztrátu při 20 °C asi 150 mW. Transistory s nejvyšším výkonovým ziskem (na př. 2N43 : $g = 40$ dB) mají přípustnou kolektorovou ztrátu jen 150 mW a uspokojivě pracují na akustických kmitočtech.

Jaké jsou tedy možnosti použití transistorů a jaké jsou jejich vyhlídky v budoucnu?

Z dosažitelné literatury se zdá, že transistory zcela ovládly pole jen v kapesních zesilovačích pro nedoslýchavé (elektroakustická protéza, sluchadlo, hearing-aid). Z 360 tisíc kusů těchto zesilovačů, jež byly v roce 1954 vyrobeny ve Spojených státech, bylo jen 25 tisíc kusů osazeno elektronkami [21]. V roce 1956 byly již elektronky vytlačeny úplně transistory. V tomto případě znamenaly transistory opravdové zlepšení. Vždyť místo tří elektronek se žhavicí baterií 1,5 V a anodovou baterií 22,5 nebo 45 V nastoupily tři transistory, napájené jediným tužkovým monočlánkem. Životnost zdrojů přitom stoupla asi desetkrát, na 500 hodin nepřetržitého provozu. Někteří výrobci proto uvažovali i o zlevnění a zjednodušení výroby vynecháním vypínače zdroje.

Zavádění transistorů do rozhlasových přijímačů postupuje mnohem pomaleji. Podle nabídek v zahraničních časopisech dodává několik výrobců kapesní a přenosné rozhlasové přijímače, osazené částečně nebo zcela transistory. V nedávné době to bylo na př. Japonsko a NSR, jež započaly s výrobou transistorových přijímačů v americké licenci. Počet vyrobených přijímačů je však poměrně malý. Také u nás byl úspěšně zvládnut vývoj kapesního přijímače *Transistor* (obr. 8). Návštěvníci brněnské strojírenské výstavy jej mohli spatřit v expozici Výzkumného ústavu pro sdělovací techniku A. S. Popova. Přijímač obsahuje 7 transistorů čs. výroby a je zapojen jako superhet. Výstupní výkon

dvojčinného koncového stupně je asi 20 mW. Přijímač je určen k příjmu středních vln.

Pro nedostatek vhodných typů transistorů, jež by byly schopny řádné funkce alespoň na rozsahu středních vln, byly zhotoveny i některé smíšené typy přijímačů: jejich vysokofrekvenční a mezifrekvenční stupně jsou osazeny elektronkami, zatím co v nf části za detekci pracuje transistorový zesilovač. Aby mohly být i použité elektronky napájeny z nízkonapěťové baterie pro transistory, vyvinula fa RCA řadu nových „dvoumřížkových“ elektronek, jež vystačí s anodovým napětím několika voltů. Po mnoha letech tedy znovu ožívají – díky transistorům – dávno již zapomenuté typy elektronek s prostorovou mřížkou.

Zvláštní a široké možnosti se otevírají transistorům v přijímačích pro auta a letadla. Zde je zvláště významná možnost napájení z palubní baterie 6 nebo 12 V bez použití nespolehlivých vibračních nebo rotačních zdrojů vysokého anodového napětí. Mimo to jsou transistory odolnější proti nárazům a otřesům než elektronky. Přes tyto slibné vyhlídky panuje ještě k transistorům jistá nedůvěra. Projevila se na př. koncem minulého roku, kdy fa Ford zamontovala do svých aut několik set pokusných rozhlasových přijímačů. Při zakoupení vozu obdržel každý ze zájemců příslib, že – nebude-li s transistorovým přijímačem spokojen – může žádat během jednoho roku o bezplatnou výměnu za dosavadní elektronkový typ.

Velký význam mají transistory pro techniku sdělování po drátě. Desítky a stovky telefonních zesilovačů, soustředěných v jediné zesilovací stanici, vyžadovaly dohled na nespolehlivé elektronky. Problém, jak nahradit napájení ze sítě při poruše nouzovými zdroji (bateriemi, agregátem), nebyl dosud rozřešen. Mimo to se jeví v poslední době i snahy po stavbě neobsluhovaných zesilovacích stanic, napájených, ovládaných a kontrolovaných po telefonním kabelu na vzdálenost desítek kilometrů. Transistory s vynikající životností nahradí i dlouhoživotné elektronky, s je-

jichž opatřením poštovní správy mnoha zemí dodnes zápolí. Snížení spotřeby usnadní i napájení na dálku nebo řešení problému nouzových zdrojů.

První úspěšný krok značí funkční vzorky transistorových telefonních zesilovačů a transistorového jednokanálového zařízení pro nosnou telefonii (NTM), zhotoveného ve Výzkumném ústavu telekomunikací (obr. 9). Pomocí jednokanálu NTM je možné vést po jediném telefonním vedení dva hovory současně, aniž by se navzájem rušily. Úspora mědi, ze které by bylo jinak nutno vyrobit další vodiče, činí jen na trati Praha–Brno asi 30 tun. Při použití moderních materiálů a součástek se podařilo ve srovnání s dosud vyráběným a dodávaným elektronkovým jednokánalem Tesla NT1 snížit váhu a rozměry sedmkrát a spotřebu dokonce dvěstěkrát.

V budoucnu má být z telefonního přístroje odstraněna nespolehlivá a skreslující uhlíková vložka a nahrazena jakostním dynamickým mikrofonom. Potřebné zesílení dodá transistorový zesilovač, vestavěný do telefonního přístroje a napájený po účastnickém vedení proudem z ústředny.

Vysoká účinnost a nízký příkon transistorů umožnily uplatnění i v technice počítačích a kalkulačních strojů. Dosavadní elektronické typy s desítkami tisíc elektronek potřebují ke svému napájení téměř výkon menší elektrárny. Převážná většina této energie se nakonec mění

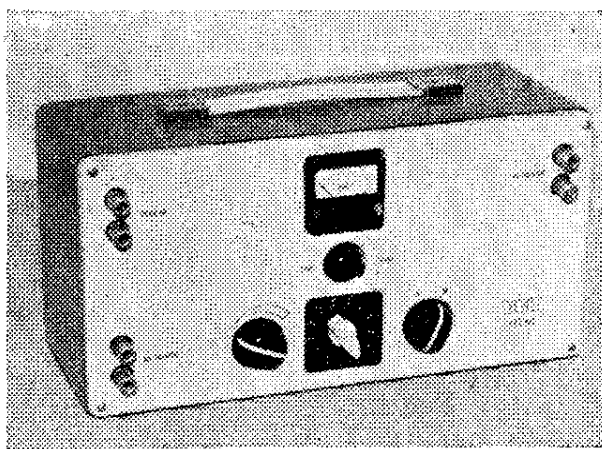
v teplo, takže chlazení místností a stojanů s elektronekami musí být věnována zvláštní péče. Náhradou elektronek transistory se tedy zmenší nejenom příkon, nýbrž i rozměry počítačového stroje. Známa firma IBM provedla rekonstrukci jednoho ze svých nejpoužívanějších elektronkových počítačů. Bylo sice nutno použít místo 1250 elektronek asi 2200 transistorů, avšak spotřeba elektrického proudu klesla z 6,2 kW na 310 W (t. j. o 95 % [4]).

Je zajímavé, že o „vážném“ použití transistorů je v literatuře velmi málo podrobnějších zpráv. Je nesnadno říci, čím je to způsobeno, když každému je zřejmý intenzivní zájem a práce techniků celého světa na vývoji přístrojů všeho druhu, osazených transistory. Jakési vysvětlení postoje amerického slaboproudu podává pramen [22]. Podle tohoto článku se v laboratořích pracuje na výzkumu a vývoji transistorových sdělovacích zařízení všech typů. Do výroby a provozu však budou dána až v době, kdy se podnikům, provozujícím telefonní a radiovou telekomunikační službu, zaplatí investice, vložené do dosavadního elektronkového zařízení.

Ve všech odborných časopisech však nacházíme řadu popisů, zpráv a návodů o nové zajímavé možnosti použití. Jsou to však téměř výlučně případy „drobného“ použití pro osobní potřebu, hraničící často s atraktivností přímo reklamní.

Ukázkou tohoto druhu je neztratilný golfový míček firmy Raytheon [6]. Uvnitř míčku (který má průměr asi 3 cm), je jednostupňový vysílač, osazený transistorem i se zdrojem proudu. Životnost zdroje je asi celkem 500 hodin. Vysílač, který vysílá nemodulovanou nosnou vlnu, je neustále v provozu. Ztratí-li hráč v trávě nebo nerovném terénu míček z dohledu, zapne kapesní přijímač (samozřejmě osazený 6 transistory) s rámovou antenou a určí směr, odkud se míček „ozývá“. Podle zesilujícího a zesilujícího tónu je nalezení míčku i ve vysoké trávě otázkou několika desítek vteřin.

Transistory mají i široké možnosti použití ve vojenské technice. Byl již na př.



9. Miniaturní jednokánál NTM

Tabulka IV. Srovnání elektronek a transistorů

	Elektronky	Transistory
Výkon, zisk na 1 stupeň	není definován	45 dB
Max. kmitočet	4000 MHz	500 MHz
Míra šumu	3 dB	4 dB
Min. napájení	10 mW	1 μ W
Max. kolektorová nebo emitorová ztráta	650 kW	20 W
Max. teplota okolí	150 °C	150 °C
Očekávaná životnost	200 000 hod. *)	1 000 000 hod.
Max. přípustné zrychlení pádové	1000 g	30 000 g
Objem	1 cm ³	0,1 cm ³
Výroba do konce roku 1955	7 miliard	4 miliony **)
Počet typů	18 500	350

*) Očekávaná životnost elektronek v podmořských zesilovačích.

**) Ve srovnání s údaji v odd. 3 by téměř 3/4 všech transistorů bylo použito v přístrojích pro nedoslýchavé.

zkonstruován subminiaturní telefonní zesilovač o délce asi 1 dm a průměru kolem 1 cm. Takový zesilovač spolu s napájecím monočlánkem je možno zapojit a ponechat na kterémkoliv místě vedení.

Pro výsadkové oddíly byl zhotoven transistorový transceiver pro pásmo 50—60 MHz, vestavěný s jedním sluchátkem přímo do ocelové přilby. Sklopný mikrofon po straně úst nevadí rozhledu ani volnosti pohybu. Za jakékoliv bojové situace do vzdálenosti několika set metrů je každý voják ve spojení se svým velitelem a svými druhy.

Zařízení průmyslové televise, osazené transistory a upravené pro službu v poli, je důležitým pomocníkem pátračů. Stačí záběr kamerou a velitel v zázemí v krytu vidí stejný obraz, jako by byl spolu s pátračem. Dosah soupravy o váze asi 10 kg, používající přenosu obrazového signálu po drátu i vzduchem, je asi 1 až 2 km.

I v civilním životě jistě najde použití vysílač napájený lidským hlasem. Energie hlasu, přeměněná dynamickým nebo elektromagnetickým mikrofonem v elek-

trickou, napájí i moduluje transistorový oscilátor. Dosah takového vysílače je zatím jen několik set metrů. Stojí však za přemýšlení, objasnit si jeho výhody. Vždyť elektrický vysokofrekvenční výkon musí být alespoň o řád menší než akustický výkon hlasu ...

Nejvýhodnější napájení pro amatérské přenosné a kapesní vysílače i přijímače – zdá se – je popsáno v jednom z čísel loňského ročníku sovětského *Radio*. Všechny použité transistory vysílače jsou napájeny generátorem z ruční „mačkáci“ svítilny.

Plošné výkonové transistory s vysokou účinností mohou pracovat též jako proudové měniče. Bez jediné pohyblivé součástky je možno z nízkého stejnosměrného napětí baterie nebo akumulátoru vyrobit vyšší střídavé napětí. Podobnou ukázkou použití je napájení transistorového osciloskopu fy Valvo, předváděného na výstavě elektronických přístrojů v Londýně [7]. Napájecí příkon 6 W je odebrán z baterie 12 V. Vysoké napětí 1,2 kV pro obrazovku vyrábí transistorový měnič.

Několik příkladů, náhodně vybraných z literatury, ukázalo široké a dosud zcela neprobádané možnosti použití transistorů. Závěrem zbývá ještě říci několik slov o budoucnosti elektronek.

Všimněme si nejprve tabulky IV. Uvádí optimální hodnoty, dosažené u elektronek a transistorů [8], [9], [21] koncem roku 1956. Z tabulky je zřejmé, že transistory i elektronky mají své určité obory použití. Možnosti transistorů na velmi vysokých kmitočtech jsou pravděpodobně jen otázkou času. Vždyť jen za poslední dva roky stoupl mezní kmitočet transistorů více než desetkrát. V minimálním příkonu potřebném k zesilování nemohou žhavené elektronky transistorům nikdy konkurovat. Rozsah pracovních teplot transistorů je dnes už zcela uspokojivý. Vždyť převyšuje i maximální pracovní teplotu běžných odporů a kondensátorů (-60 až $+70$ °C). Spíše je nutné zmenšit závislost elektrických parametrů transistorů na teplotě.

Nevyřešenou otázkou je nutnost zvyšování maximální přípustné kolektorové ztráty transistorů. U elektronek s vyšší anodovou ztrátou je poměr žhavicího výkonu (který u transistorů odpadá) k anodové ztrátě (jež je pro určitý požadovaný výstupní výkon stejná s kolektorovou ztrátou transistoru) malý. Tak na př. záměna elektronky 6L31 transistorem při plném zatížení anody nebo kolektoru přináší snížení napájecího příkonu jen asi o 30 %. U vysílacích elektronek pro nejvyšší výkony je poměr ještě nepříznivější. Na př. elektronka 5831 s anodovou ztrátou 650 kW je žhavena výkonem 13 kW. Zvýšení účinnosti při záměně (dosud ještě neexistujícím, avšak předpokládaným) transistorem je nepatrné. Snaha o zvyšování přípustné kolektorové ztráty je tedy krajně problematická. V zesilovacích a oscilátorech s malými výkony signálu, kde elektronky byly zatíženy jen malým dílem přípustné anodové ztráty a hlavním spotřebičem energie byla žhavená katoda, znamená naproti tomu použití transistorů největší zvýšení elektrické účinnosti.

Některého čtenáře překvapí očekávaná životnost elektronek: 200 tisíc hodin, t. j. asi 25 let při nepřetržitém pro-

vozu. Nutno však uvážit, že v tomto případě jde o speciální výběrové typy, zatím co normální spotřebitel musí být spokojen s 1000 hodinami. S jeho hlediska je předpokládána životnost transistorů vynikající. Některé příčiny, působící předčasnou „smrt“ transistorů, jsou pojmenovány jako nemoce lidské a jsou popsány v pramenu [22]. Vliv přerušování provozu, t. j. vliv občasných zapnutí a vypnutí zdrojů na životnost transistorů, nebyl zatím nikde podrobně popsán.

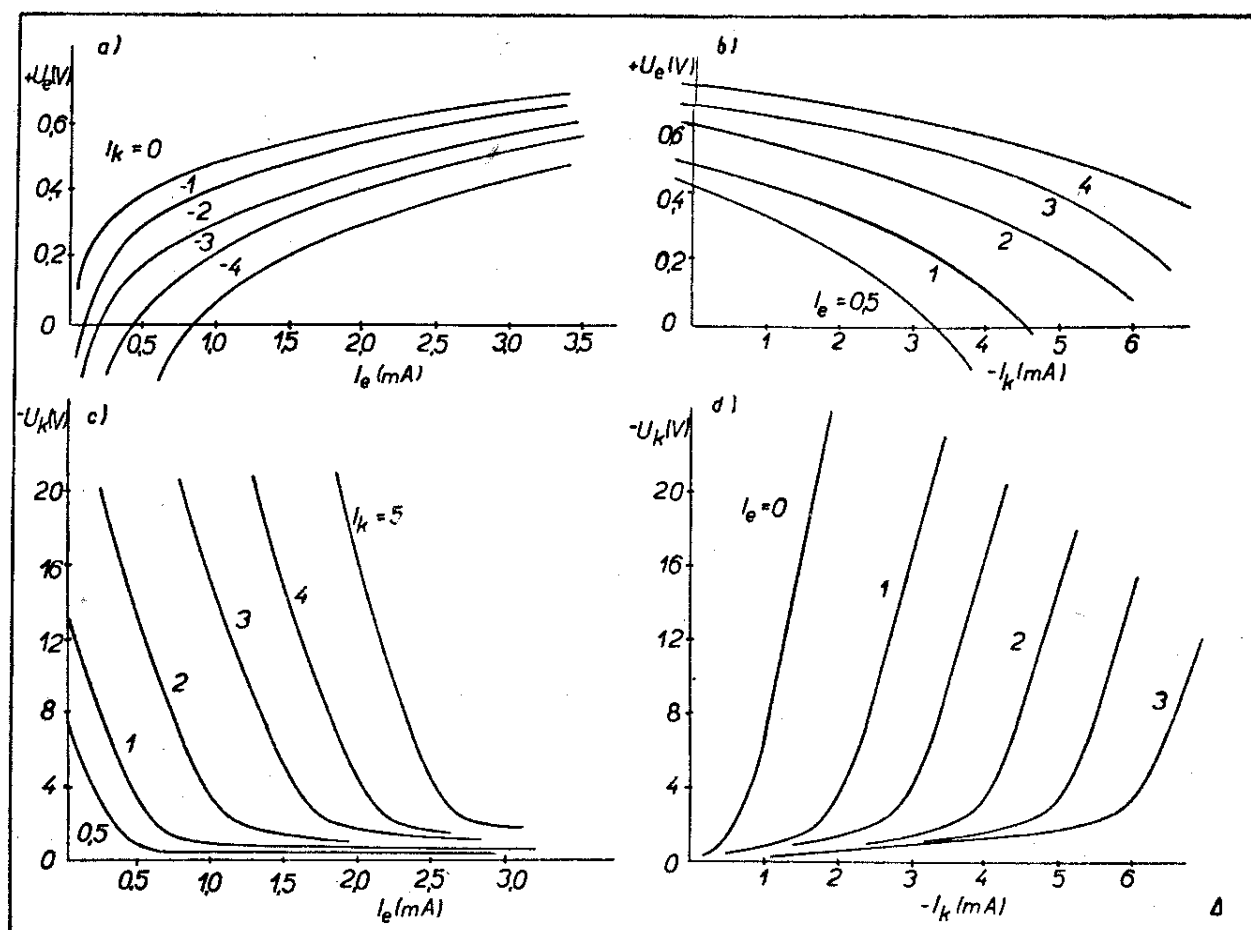
4. Charakteristiky transistorů

Jednotlivé typy transistorů se navzájem liší: některé mají velký výkonový zisk, jiné velký výstupní výkon a pod. Spotřebitele zajímá, jaké elektrické vlastnosti vykazuje typ, který zakoupil. Jaké hodnoty má při návrhu a výpočtu použít, aby došel ke správnému výsledku. Proto se u transistorů měří a udávají, podobně jako u elektronek, jejich charakteristické vlastnosti – charakteristiky. Podle způsobu, jak byly naměřeny a pro jaký druh proudů a napětí platí, mluvíme o stejnosměrných charakteristikách a střídavých charakteristikách.

Stejnoseměrné charakteristiky se vždy udávají v grafických závislostech na př. závislost proudu a napětí v kolektoru pro určitý proud nebo napětí emitoru. Ze sklonu stejnosměrných charakteristik v určitém zvoleném pracovním bodě lze odvodit vlastnosti transistoru při průtoku střídavých proudů. Hodnoty, jež definují střídavé přenosové vlastnosti transistoru, nazýváme střídavými charakteristikami. U elektronek, jež nepřenášejí signál z anody na mřížku (zpět z výstupu na vstup) stačí dvě ze tří charakteristik: strmost, zesilovací činitel a vnitřní odpor. Transistor, jenž přenáší střídavé proudy v obou směrech, musí být definován čtyřmi střídavými charakteristikami.

4.1. Stejnoseměrné (statické) charakteristiky transistorů

Měření stejnosměrných charakteristik transistorů je mnohem obtížnější, než tomu je u elektronek. Při přesném měření klade vyšší nároky na citlivost a



10. Stejnosemnné charakteristiky hrotového transistoru

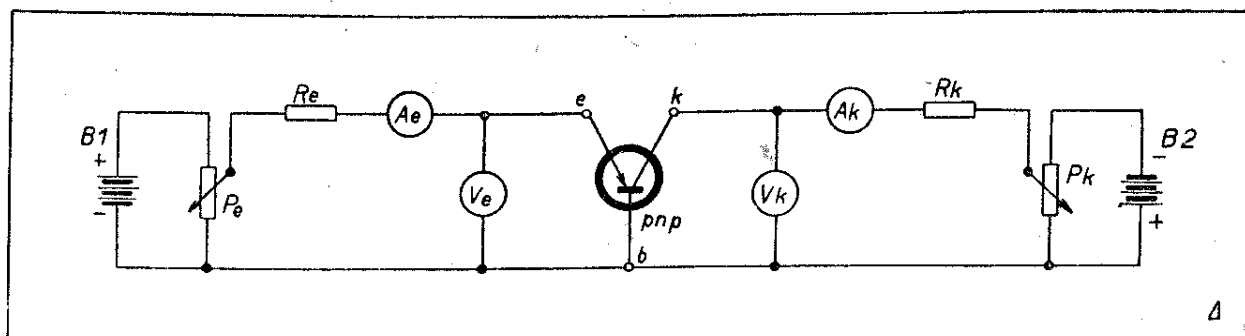
vnitřní odpor použitých přístrojů. Možnost zapojení se společnou bází a emitorem si vyžaduje měření dvou různých souborů stejnosměrných charakteristik. Vzájemná závislost všech vstupních a výstupních veličin dovoluje volbu nej-různějších kombinací závisle a nezávisle proměnných. Tak je možné pro transistor v zapojení se společnou bází měřit čtyři stejnosměrné charakteristiky (obr. 10).

Při přesném označování se do indexů zavádějí zkratky obou elektrod, mezi kterými se napětí měří: U_{eb} = napětí mezi emitorem a bází a pod. Pokud je však ze schematu zřejmé o jaké zapojení jde, stačí v indexu uvést jen „živou“ z obou elektrod. Druhou je vždy elektroda společná vstupnímu i výstupnímu obvodu. Pro zapojení se společným emitorem tedy značí U_b napětí mezi bází a emitorem. Vstupní stejnosměrné charakteristiky hrotového transistoru (obr.

10a) udávají závislost stejnosměrného proudu I_e a napětí emitoru U_e . Tyto stejnosměrné charakteristiky definují vstupní odpor transistoru pro určitý konstantní proud kolektoru $I_k = -1, -2$ atd. mA. V některých pramenech se setkáme též se vstupními stejnosměrnými charakteristikami, měřenými pro konstantní napětí kolektoru U_k . Všeobecně platí, že stejnosměrné charakteristiky, při jejichž měření udržujeme konstantní některý z proudů, nazýváme stejnosměrnými charakteristikami naprázdno. Při měření stejnosměrných charakteristik nakrátko udržujeme konstantní některé ze stejnosměrných napětí.

Zpětnovazební ss charakteristiky na obr. 10b udávají závislost napětí emitoru U_e a proudu kolektoru I_k při konstantních proudech emitoru I_e .

Přenosové neboli přední ss charakteristiky na obr. 10c definují vztah mezi



11. Pracoviště k měření charakteristik transistoru v zapojení se společnou bází

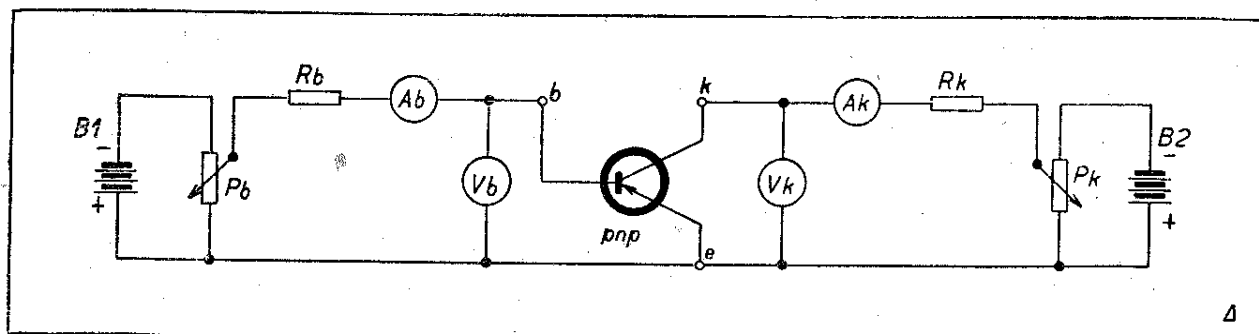
napětím kolektoru U_k a proudem emitoru I_e při konstantním proudu kolektoru I_k .

Výstupní ss charakteristiky na obr. 10d jsou nejdůležitější. Uvádají závislost proudu I_k a napětí U_k kolektoru při konstantních proudech emitoru I_e . Tyto stejnosměrné charakteristiky se používají při návrhu všech výkonových zesilovacích stupňů.

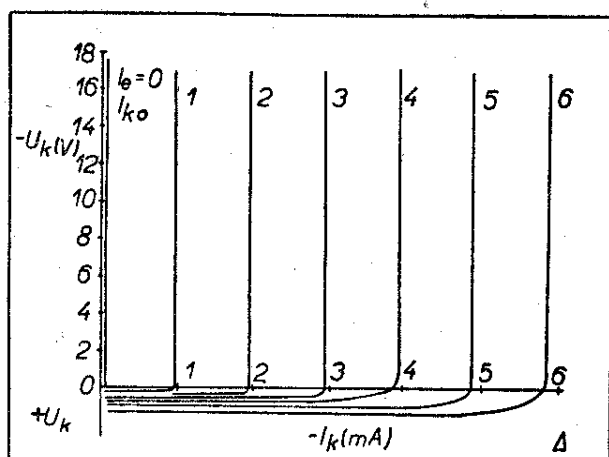
K měření transistorů používáme pracovišť na obr. 11 a 12. Polaritu baterií odpovídají transistorům pnp. Pro transistory npn je nutné polaritu převrátit. Baterie $B1$ má napětí 10 až 20 V, baterie $B2$ má napětí poněkud větší, 50 až 100 V. Podle možností lze použít i dvou síťových zdrojů. Pomocné odpory R_k , R_e , R_b zvyšují vnitřní odpory zdrojů (baterií) a zmenšují závislost vstupních a výstupních veličin. Dovolují snadné nastavení a udržení zvoleného proudu. Používání vyšších odporů, než je uvedeno ve schématu, vyžaduje i baterií nebo zdrojů o napětí několika set voltů. Práce s takovým pracovištěm je ne snadná a je třeba nejvyšší opatrnosti při měření, aby nedošlo ke zničení tran-

sistoru. Při měření zapínáme napřed proud emitoru nebo báze. Po ukončení měření postupujeme opačně a nejprve odpojíme kolektor. Voltmetry, použité k měření, musí mít velký vnitřní odpor. Nejlépe vyhoví elektronkové ss voltmetry se vstupním odporem alespoň 1 M Ω a základním rozsahem kolem 1 V.

Ze všech ss charakteristik plošných transistorů se nejčastěji používají jen výstupní charakteristiky naprázdno v zapojení se společnou bází a emitorem. Ss výstupní charakteristiky čs. transistoru 4NU40 v zapojení se společnou bází vidíme na obr. 13. První křivku měříme při odpojeném emitoru ($I_e = 0$). Je to vlastně zbytkový proud kolektoru I_{ko} , o kterém jsme již dříve hovořili. Ve srovnání s elektronkami nebo hrotovým transistorem na obr. 10 překvapuje vynikající linearita ss charakteristik plošného transistoru v zapojení se společnou bází a jejich rovnoměrná hustota. Zakřivené části charakteristik pod osou proudů, k jejichž měření musíme přepólovat kolektorový zdroj a přístroje, nemají praktického významu.

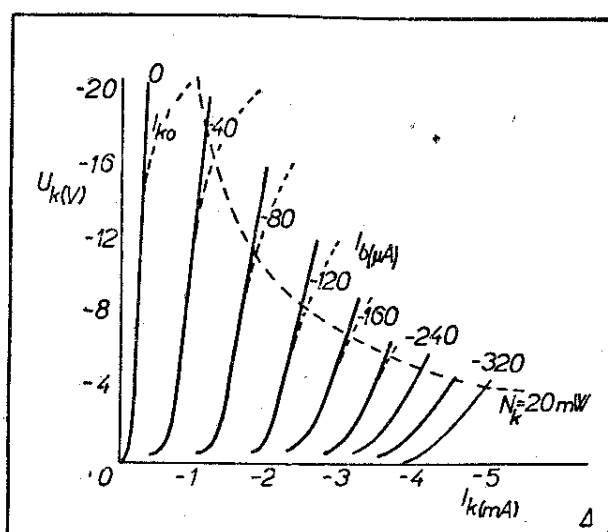


12. Pracoviště k měření charakteristik v zapojení se společným emitorem

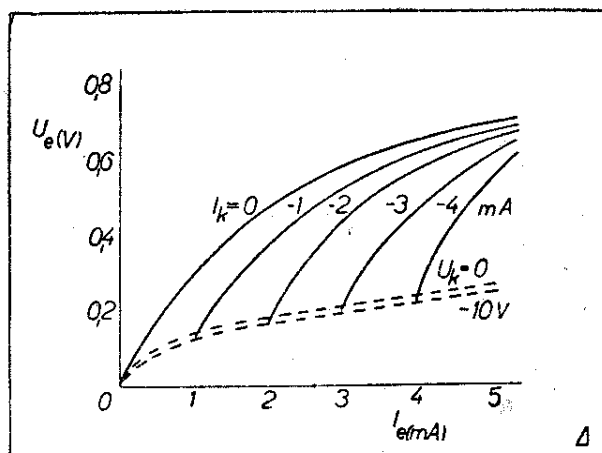


13. Výstupní charakteristiky plošného transistoru (společná báze)

Se výstupní charakteristiky téhož transistoru, měřené podle obr. 12 v zapojení se společným emitorem, vidíme na obr. 14. První z křivek pro $I_b = 0$ měříme při rozpojené bázi. Ve shodě s minulým výkladem je tento proud kolektoru I'_{ko} mnohokrát větší než zbytkový proud kolektoru v zapojení se společnou bází I_{ko} . Z obr. 14 je patrné velké proudové zesílení α_e , neboť nepatrnému proudu I_b odpovídá značný proud I_k . Výstupní ss charakteristiky nejsou tak přímé jako tomu bylo v minulém případě a podobají se charakteristikám pentody. Při měření však postupujeme zcela obdobně: nastavíme určitý zvo-



14. Výstupní charakteristiky plošného transistoru (společný emitor)



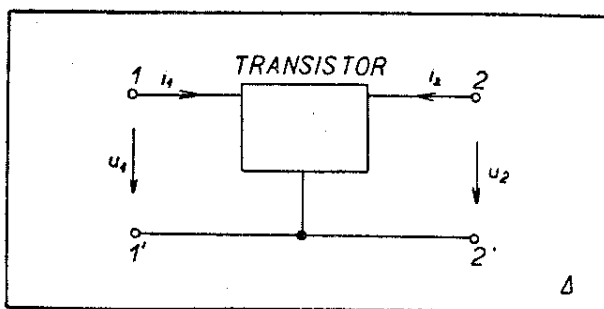
15. Vstupní charakteristiky plošného transistoru (společná báze)

lený I_b a zjišťujeme závislost U_k a I_k . Náhodné odchylky I_b od nastavené hodnoty korigujeme potenciometrem P_b .

Pokud se zajímáme jen o výstupní ss charakteristiky, můžeme ze schematic na obr. 11 a 12 vypustit voltmetr emitoru V_e a voltmetr báze V_b . Nemáme-li ani elektronkový voltmetr pro měření U_k a nevádí-li nám nepřesnost v oblasti malých U_k , přepojíme V_k před ampérmetr A_k . Ampérmetr A_k ukazuje skutečně jen proud kolektoru I_k , avšak voltmetr (na jehož vnitřním odporu nyní prakticky nezáleží) ukazuje napětí kolektoru U_k , zvýšené o spád napětí na vnitřním odporu ampérmetru. Při všech měřeních dbáme, aby kolektorová ztráta příliš nepřestoupila maximální přípustnou hodnotu. Tepelné přetížení transistoru se projeví zakřivením charakteristik, jak je čárkovaně naznačeno v obr. 14.

V některých zvláštních případech měříme i vstupní charakteristiky naprázdno a nakrátko.

Při měření vstupní ss charakteristiky plošného transistoru naprázdno v zapojení se společnou bází použijeme opět pracoviště na obr. 11. Tentokrát můžeme vynechat voltmetr na měření napětí kolektoru. Při pohledu na obr. 15 vidíme, že vstupní ss charakteristiky naprázdno mají dosti neobvyklý průběh. Porovnáme-li je však s výstupními ss charakteristikami na obr. 13, snadno nalezneme vysvětlení. V největší části



16. Transistor jako čtyřpól

rozsahu kolektorového napětí je I_k pro určité I_e téměř konstantní. Celá tato přímá část kterékoliv ss výstupní charakteristiky se proto zobrazuje na příslušné ss charakteristice vstupní jako velmi krátká dolní část celé křivky, jako několik posledních bodů, kde $I_k \approx I_e$. Ostatní část vstupní charakteristiky, ve kterém $I_e > I_k$ vlastně náleží neužitečné oblasti dolních ohybů ss výstupních charakteristik pro velmi malá nebo dokonce kladná U_k . První křivku ($I_k = 0$) měříme při rozpojeném kolektoru; je to vlastně čelní ss charakteristika diody emitor – báze. Při měření ostatních křivek nastavíme I_e na max. hodnotu (v našem případě asi 6 mA) a pak teprve upravíme I_k na požadovanou velikost. (—1, —2, —3 atd. mA). Při zmenšování I_e odečítáme U_e a zjištěné hodnoty pro určitý konstantní I_k vynášíme do grafu. Křivka končí, když už pro některé I_e nelze I_k udržet na původní zvolené hodnotě. Je to vždy tam, kde I_e se blíží k velikosti I_k . Jak jsme již několikrát uvedli, je u plošného transistoru I_e vždy větší než I_k . V pracovní oblasti, tam kde obvykle volíme pracovní bod, jsou oba proudy téměř stejné (na př. $I_e = 1$ mA, $I_k = -0,98$ mA).

Při měření ss charakteristik nakrátko si usnadníme udržení konstantních napětí snížením vnitřního odporu všech napájecích zdrojů. Odstraníme tedy R_e , R_k , R_b ze schemat na obr. 11 a 12 a odpory potenciometrů P_e , P_k a P_b volíme co nejmenší. Na obr. 15 jsou čárkovane vyznačeny vstupní ss charakteristiky nakrátko plošného transistoru. Pro obvyklá záporná U_k se tyto ss charakteristiky od sebe velmi málo liší, takže v li-

teratuře často najdeme jen jedinou křivku.

Měření ss charakteristik nakrátko hrotových transistorů vyžaduje velké opatrnosti. Některé z nich jsou totiž při napájení ze zdrojů o nízkém vnitřním odporu nestabilní.

U některých transistorů nelze udržet nastavený pracovní bod. Proud kolektoru plynule klesá nebo stoupá a trvá několik minut, než se definitivně ustálí. Pokud snad I_k nestoupá lavinovitě, mohou takové transistory zcela dobře pracovat. Jejich ss charakteristiky však nelze prakticky změřit. Další pokyny k měření ss charakteristik a popis některých zvláštních případů nalezne zájemce v pramenu [12].

4.2. Střídavé charakteristiky

Stejnoseměrné charakteristiky jsou nezbytné pro návrh výkonových stupňů, kde amplituda signálu je srovnatelná se stejnosměrnými napájecími proudy a napětím, daným polohou pracovního bodu. Pro návrh předzesilovačů, kde amplituda signálu je velmi malá, můžeme transistor (stejně jako elektronku) považovat za lineární čtyřpól. K jeho popisu, k definici jeho elektrických přenosových vlastností používáme t. zv. střídavých charakteristik. Základní zapojení takového čtyřpólu vidíme na obr. 16. Je vždy stejné, bez ohledu na způsob zapojení vlastního transistoru: do vstupních svorek se střídavým napětím signálu u_1 přitéká proud i_1 ; výstupními svorkami s napětím signálu u_2 , na které připojujeme zatěžovací odpor, protéká proud i_2 . Ss napájecí napětí a proudy U_k , I_e atd. se vlastního přenosu nezúčastní. Slouží jen k nastavení pracovního bodu a jako zdroj energie. Nemusí být proto v obecném schematu na obr. 16 uvažovány. Hodnoty střídavých charakteristik přesto závisí na ss napájení a musí být vždy udáno, pro který pracovní bod byly změřeny.

Základní a nejčastěji používanou soustavou rovnic jsou impedanční rovnice, obsahující 4 střídavé impedanční charakteristiky: z_{11} , z_{22} , z_{12} , z_{21} . Indexy označují polohu charakteristiky v soustavě rovnic. Tak na př. z_{12} leží v první rovni-

ci a je násobeno proudem i_2 . Čteme zjedna-dva a₁ od. V některých pramenech se používá k označení impedančních charakteristik (z) písmene r .

$$u_1 = z_{11} i_1 + z_{12} i_2 \quad (5a)$$

$$u_2 = z_{21} i_1 + z_{22} i_2 \quad (5b)$$

Význam jednotlivých střídavých impendancních charakteristik (krátce: impendancních charakteristik) odvodíme snadno. Stačí předpokládat, že výstupní obvod je rozpojen, takže $i_2 = 0$. Pak

$$z_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1} \right) i_2 = 0$$

poměr vstupního napětí u_1 a proudu i_1 při rozpojeném výstupu ($i_2 = 0$). Je to tedy vstupní impedance měřená při rozpojeném výstupu, neboli vstupní impedance naprázdno.

$$z_{22} = \left(-\frac{u_2}{i_2} \right) i_1 = 0$$

Výstupní impedance, měřená při rozpojeném vstupu ($i_1 = 0$), výstupní impedance naprázdno.

$$z_{12} = \left(\frac{u_1}{i_2} \right) i_1 = 0$$

je poměr napětí na rozpojeném vstupu u_1 ($i_1 = 0$) k budícímu proudu i_2 , protékajícímu výstupním obvodem.

$$z_{21} = \left(\frac{u_2}{i_1} \right) i_2 = 0$$

poměr napětí na rozpojeném výstupu u_2 ($i_2 = 0$) k budícímu proudu i_1 , protékajícímu vstupním obvodem.

Obě poslední impedanční charakteristiky jakožto poměr napětí a proudu mají rozměr Ω a nazýváme je někdy převodovými, přenosovými nebo vzájemnými impedancemi.

Význam impedančních charakteristik je pro každý čtyřpól pro kterékoliv zapojení transistoru týž. Mění se však jejich numerická hodnota a musíme je tedy pomocí indexů rozlišovat, ke kterému ze zapojení impedanční charakteristika přísluší: z_{11e} – vstupní impedance naprázdno v zapojení se společným emitorem, z_{22k} – výstupní impedance naprázdno v zapojení se společným kolektorem atd. K převodu impedančních charakteristik pro jednotlivá zapojení používáme tabulky V.

Tak pro transistor OC70 v zapojení se společnou bází udává výrobce ve svém katalogu tyto impedanční charakteristiky: $z_{11b} = 660 \Omega$, $z_{12b} = 600 \Omega$, $z_{21b} = 1,45 M\Omega$, $z_{22b} = 1,5 M\Omega$.

Často se též používají i h -rovnice s h -charakteristikami neboli h -parametry.

$$u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \quad (6a)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \quad (6b)$$

Stejným způsobem jako dříve odvodíme význam jednotlivých h -charakteristik:

$$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1} \right) u_2 = 0$$

vstupní impedance při zkratovaném výstupu, vstupní impedance nakrátko.

Tabulka V. Převod impedančních charakteristik

		Spol.					
		báze		emitor		kolektor	
Spol.	báze	z_{11b} z_{21b}	z_{12b} z_{22b}	z_{11e} $z_{11e}-z_{21e}$	$z_{11e}-z_{12e}$ d_{ze}	d_{zk} $z_{11k}-z_{21k}$	$z_{11k}-z_{21k}$ z_{11k}
	emitor	z_{11b} $z_{11b}-z_{21b}$	$z_{11b}-z_{12b}$ d_{zb}	z_{11e} z_{21e}	z_{12e} z_{22e}	d_{zk} $z_{22k}-z_{21k}$	$z_{22k}-z_{12k}$ z_{22k}
	kolektor	z_{22b} $z_{22b}-z_{12b}$	$z_{22b}-z_{21b}$ d_{zb}	d_{ze} $z_{22e}-z_{21e}$	$z_{22e}-z_{12e}$ z_{22e}	z_{11k} z_{21k}	z_{12k} z_{22k}

$$d_{zb} = z_{11b} + z_{22b} - z_{12b} - z_{21b}$$

$$d_{zk} = z_{11k} + z_{22k} - z_{12k} - z_{21k}$$

$$d_{ze} = z_{11e} + z_{22e} - z_{12e} - z_{21e}$$

Tabulka VI. Převod h -charakteristik

		Spol.					
		báze		emitor		kolektor	
Spol.	báze	h_{11b}	h_{12b}	$\frac{h_{11e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{D_{he}-h_{12e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{11k}}{D_{hk}}$	$\frac{h_{21k}+D_{hk}}{D_{hk}}$
		h_{21b}	h_{22b}	$-\frac{h_{21e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{22e}}{1+h_{21e}}$	$\frac{h_{12k}-D_{hk}}{D_{hk}}$	$\frac{h_{22k}}{D_{hk}}$
	emitor	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{D_{hb}-h_{12b}}{1+h_{21b}}$	h_{11e}	h_{12e}	h_{11k}	1
		$-\frac{h_{21b}}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$	h_{21e}	h_{22e}	$h_{21k}-1$	h_{22k}
	kolek- tor	$\frac{h_{11b}}{1+h_{21b}}$	1	h_{11e}	$1-h_{12e}$	h_{11k}	h_{12k}
		$-\frac{1}{1+h_{21b}}$	$\frac{h_{22b}}{1+h_{21b}}$	$-(1+h_{21e})$	h_{22e}	h_{21k}	h_{22k}

$$D_{hb} = h_{11b}h_{22b} - h_{12b}h_{21b}; \quad D_{he} = h_{11e}h_{22e} - h_{12e}h_{21e}; \quad D_{hk} = h_{11k}h_{22k} - h_{12k}h_{21k}$$

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2} \right) i_1 = 0$$

výstupní admitance při rozpojeném vstupu, výstupní admitance naprázdno.

$$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2} \right) i_1 = 0$$

je poměr napětí u_1 na rozpojeném vstupu k budicímu napětí na výstupu u_2 .

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1} \right) u_2 = 0$$

je poměr proudu i_2 zkratovanými výstupními svorkami k budicímu proudu vstupnímu i_1 . Je to tedy již dříve uvedené proudové zesílení nakrátko.

V literatuře se vyskytují ještě jiné druhy charakteristik a zájemce je najde v podrobnějších pramenech [13] a [23]. Všechny dosud uvedené výklady a připojené tabulky se používají k převodu charakteristik na požadovaný druh. Ve většině případů to jsou impedanční charakteristiky v zapojení se společnou bází.

K vzájemnému převodu impedančních a h -charakteristik slouží tabulka VII. Platí zcela obecně pro kterékoliv zapojení a proto je použito jen obecných

symbolů z_{12} , h_{11} a pod. Lze jí tedy převádět impedanční charakteristiky v zapojení se společnou bází na admitanční ve stejném zapojení nebo h -charakteristiky v zapojení se společným kolektorem na impedanční ve stejném zapojení, t. j. se společným kolektorem. Pomocí tabulky VII nelze převádět charakteris-

Tabulka VII.
Převod impedančních a h -charakteristik

	Impedanční		h	
Impedanční	z_{11}	z_{12}	$\frac{D_h}{h_{22}}$	$\frac{h_{12}}{h_{22}}$
	z_{21}	z_{22}	$-\frac{h_{21}}{h_{22}}$	$\frac{1}{h_{22}}$
h	$\frac{D_z}{z_{22}}$	$\frac{z_{12}}{z_{22}}$	h_{11}	h_{12}
	$-\frac{z_{21}}{z_{22}}$	$\frac{1}{z_{22}}$	h_{21}	h_{22}

$$D_z = z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21}$$

$$D_h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

Tabulka VIII. Srovnání hrotových a plošných transistorů

Transistor		hrotový		plošný	
používaná zapojení		společná báze		společná báze emitor nebo kolektor	
Maximální dosažitelné hodnoty	N_k	150 mW		20 W	
	α_b	$> 1; (1,5 \text{ až } 5)$		$< 1; (0,8 \text{ až } 1)$	
	$f_{\alpha b}$	2 MHz		500 MHz	
	g	20 dB		45 dB	
Průměrné hodnoty v zapojení se společnou bází	z_{11b}	Prac. bod $U_k = -40 \text{ V}$ $I_k = -2 \text{ mA}$ $I_e = 0,6 \text{ mA}$	530 Ω	Prac. bod $U_k = -2 \text{ V}$ $I_k = -0,5 \text{ mA}$ $I_e \approx 0,52 \text{ mA}$	660 Ω
	z_{12b}		290 Ω		600 Ω
	z_{21b}		34 k Ω		1,45 M Ω
	z_{22b}		19 k Ω		1,5 M Ω
ss. charakteristiky		viz obr. 10		viz obr. 13, 14, 15	

tiky jednoho zapojení (společná báze) na charakteristiky v zapojení jiném (na př. společný emitor). K tomu slouží dříve uvedené tabulky V a VI.

Uvažme na př., že v některém časopise jsme našli pro OC70 tyto h -charakteristiky: $h_{11b} = 80 \Omega$; $h_{12b} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21b} = -\alpha_b = -0,967$; $h_{22b} = 0,666 \mu S$ (poznámka: záporné znaménko proudového zesílení nakrátko svědčí o tom, že výstupní proud protéká ve skutečnosti opačně, než jsme v obr. 16 předpokládali a šipkou označili, že v zapojení se společnou bází je polarita signálu zachována). Chceme nyní vědět, zda se tyto hodnoty shodují s impedančními charakteristikami, udávanými fou Valvo. Převědeme tedy h -charakteristiky pomocí vzorců tabulky VII. Nejprve vypočteme $D_h = 80 \cdot 0,666 \cdot 10^{-6} + 4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,967 = 4,398 \cdot 10^{-4}$. Pak vypočteme $z_{11b} = 660 \Omega$; $z_{12b} = 600 \Omega$; $z_{21b} = 1,45 \cdot 10^6 \Omega$; $z_{22b} = 1,5 \cdot 10^6 \Omega$. Tyto hodnoty se shodují, jak se přesvědčíme nahlédnutím do přehledu transistorů na obálce časopisu. Střídavé charakteristiky je možno odečíst ze sklonu stejnosměrných charakteristik (podobně jako tomu je u elektronek), avšak častěji se používá speciálních měřicích přístrojů. Některé z nich jsou popsány v pramenech [24] a [25].

Srovnáním maximálních a průměrných vlastností stejnosměrných a střídavých, dosažených u dnešních transistorů, vidíme v tabulce VIII. Z ní jsou zřejmé výhody plošného transistoru proti hrotovému.

5. Náhradní schema transistoru

Střídavé charakteristiky mají význam popisný a pracovní. Setkáváme se s nimi v každém ceníku nebo katalogu.

Pro praktický výpočet bylo odvozeno několik náhradních schemat, jež mají bližší vztah k představě transistoru než obecné impedanční nebo h -charakteristiky. Nejčastější a nejznámější náhradní schema vidíme na obr. 17. Odpor r_e představuje odpor emitoru, r_b je odpor báze a r_k je odpor kolektoru. Mimo tyto náhradní odpory vidíme ještě dva zdroje napětí. První z nich s vnitřním napětím u_g je nezávislý vnější zdroj (mikrofon, přenoska nebo tónový generátor). Druhý zdroj s vnitřním napětím u_k nám představuje zdroj zesíleného napětí (nebo snad přesněji: výkonu) ve výstupním kolektorovém obvodu. Protože napětí tohoto zdroje je závislé na budícím emitorovém proudu, říkáme, že tento zdroj je závislý. Převodový (přenosový) odpor r_m určuje velikost vnitřního napětí kolektorového náhradního zdroje u_k . Pro-

tože transistor je buzen proudem emitoru, je vnitřní napětí tohoto kolektorového zdroje $u_k = r_m \cdot i_e$, kde i_e je výsledný proud emitorovým odporem r_e ; zde $i_b = i_1$. Impedance Z_g a Z_z jsou k transistoru připojeny z vnějšku a k vlastnímu náhradnímu schématu transistoru nepatří. Z_g je vnitřní impedance nezávislého zdroje (generátoru) s vnitřním napětím signálu u_g , Z_z představuje zatěžovací impedance ve výstupním, kolektorovém obvodu. Zdroje ss napájecích napětí a proudů slouží jen k nastavení pracovního bodu a nejsou v obr. zakresleny. Jejich vnitřní odpor je zpravidla, díky filtračním kondenzátorům, velmi malý, takže ve schématu s vyznačenými střídavými proudy se neuplatní. Podobných náhradních schémat se používá i při výpočtu elektronkových obvodů [13], [14].

Podle II. Kirchhoffova zákona můžeme napsat rovnice pro vstupní a výstupní obvod

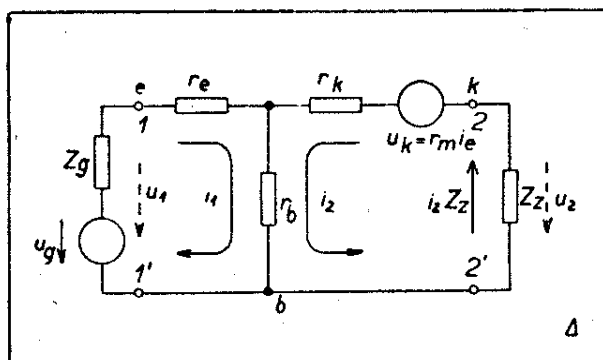
$$u_g = (r_e + r_b + Z_g) i_1 + r_b i_2 \quad (7a)$$

$$0 = (r_b + r_m) i_1 + (r_k + r_b + Z_z) i_2 \quad (7b)$$

Srovnáme-li obr. 17 s obecným čtyřpólem na obr. 16, vidíme, že

$$(u_g - Z_g \cdot i_1) = u_1; -i_2 \cdot Z_z = u_2 \quad (8)$$

(srovnej též orientaci šipek, jež vyznačují smysl napěťového úbytku $i_2 Z_z$ a sku-



17. Náhradní schéma transistoru (spol. báze)

tečného napětí na výstupních svorkách u_2 !). Levé strany rovnic (7a, b) můžeme upravit

$$u_1 = (r_e + r_b) i_1 + r_b i_2 \quad (9a)$$

$$u_2 = (r_b + r_m) i_1 + (r_b + r_k) i_2 \quad (9b)$$

Porovnáním s rovnicí (5a, b) je zřejmé, že se jedná o soustavu rovnic s impedančními charakteristikami, kde pro zapojení se společnou bází platí

$$z_{11b} = r_e + r_b \quad z_{12b} = r_b \quad (10)$$

$$z_{21b} = r_b + r_m \quad z_{22b} = r_k + r_b$$

Podobně je možno sestavit rovnice náhradního schématu transistoru v zapojení se společným emitorem na obr. 18. Budicí proud, protékající emitorovým odporem r_e , je tentokrát složen ze dvou proudů $i_e = i_1 + i_2$, takže

Tabulka IX. Vzájemný převod impedančních charakteristik a odporů náhradního schématu.

	Spol.		
	báze	emitor	kolektor
Imped. charakter.	$r_e = z_{11b} - z_{12b}$	$r_e = z_{12e}$	$r_e = z_{22k} - z_{12k}$
	$r_b = z_{12b}$	$r_b = z_{11e} - z_{12e}$	$r_b = z_{11k} - z_{21k}$
	$r_k = z_{22b} - z_{12b}$	$r_k = z_{22e} - z_{21e}$	$r_k = z_{21k}$
Náhradní odpory	$r_m = z_{21b} - z_{12b}$	$r_m = z_{12e} - z_{21e}$	$r_m = z_{21k} - z_{12k}$
Náhradní odpory	$z_{11b} = r_e + r_b$	$z_{11e} = r_b + r_e$	$z_{11k} = r_e + r_k$
	$z_{12b} = r_b$	$z_{12e} = r_e$	$z_{12k} = r_k - r_m$
	$z_{21b} = r_b + r_m$	$z_{21e} = r_e - r_m$	$z_{21k} = r_k$
Imped. charakter.	$z_{22b} = r_k + r_b$	$z_{22e} = r_e + r_k - r_m$	$z_{22k} = r_e + r_k - r_m$

$$u_g = (r_b + r_e + Z_g) i_1 + r_e \cdot i_2 \quad (11a)$$

$$0 = (r_e - r_m) i_1 + (r_e + r_k - r_m + Z_z) i_2 \quad (11b)$$

Protože platí opět rovnice (8), můžeme tuto soustavu upravit a porovnat s rovnicemi (5a) a (5b). Odtud

$$Z_{11e} = r_b + r_e \quad Z_{e12} = r_e \quad (12)$$

$$Z_{21e} = r_e - r_m \quad Z_{22e} = r_e + r_k - r_m$$

Někteří výrobci udávají ve svých prospektech hodnotu jednotlivých odporů r_e , r_b , r_m , r_k . Častěji se však setkáme s hodnotami impedančních charakteristik a z nich je v případě potřeby nutno hodnoty odporů náhradního schematu odvodit. K vzájemnému převodu slouží tabulka IX.

V minulém oddílu byly uvedeny impedanční charakteristiky transistoru OC70 v zapojení se společnouází. Dosazením do vzorců v horní polovině prvního sloupce tabulky IX vypočteme: $r_e = 660 - 600 = 60 \Omega$; $r_b = 600 \Omega$; $r_k = 1,5 \text{ M}\Omega - 600 \Omega = 1,4994 \approx 1,5 \text{ M}\Omega$; $r_m = 1,45 \text{ M}\Omega - 600 \Omega = 1,4494 \approx 1,45 \text{ M}\Omega$. Z uvedených vzorců je zřejmé, že r_e , r_b je velmi malé

Tabulka X.

Převod proudových zesílení nakrátko		
α_b	α_e	α_k
0,8	4	5
0,81	4,26	5,26
0,82	4,55	5,55
0,83	4,88	5,88
0,84	5,25	6,25
0,85	5,66	6,66
0,86	6,14	7,14
0,87	6,69	7,69
0,88	7,33	8,33
0,89	8,09	9,09
0,90	9,00	10,00
0,91	10,1	11,1
0,92	11,5	12,5
0,93	13,3	14,3
0,94	15,7	16,7
0,95	19,0	20,0
0,96	24,0	25,0
0,965	27,6	28,6
0,97	32,3	33,3
0,975	39,0	40,0
0,98	49,0	50,0
0,985	65,7	66,7
0,99	99	100
0,995	199	200
0,996	249	250
0,997	332	333

proti r_k , r_m , takže některé z nich možno při výpočtu podstatně zjednodušit. Při zjednodušování však musíme postupovat velmi opatrně, abychom nedošli k nesprávným výsledkům. Zásadně mohou zaokrouhlené hodnoty sloužit k informaci o přenosových vlastnostech transistoru, ale pro výpočet nebo převádění nutno zpravidla použít hodnot přesných. K převodu proudového zesílení nakrátko v různém zapojení slouží tabulka X.

Jako příklad použití náhradního schematu propočítáme zesilovač se společným emitorem na obr. 18. Vepsané hodnoty platí pro plošný transistor OC70 (ekvivalent čs. 4NU40) pro nastavený pracovní bod: $u_k = -2 \text{ V}$, $i_k = -0,5 \text{ mA}$. Proudové zesílení nakrátko α vypočteme obecně ze vzorce (5b), když pro vyznačení zkratovaného výstupu položíme $u_z = 0$

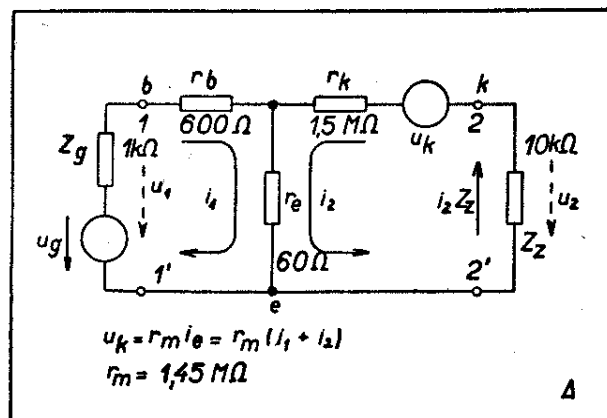
$$\alpha = - \frac{Z_{21}}{Z_{22}} \quad (13)$$

Tento vzorec platí obecně pro všechny druhy zapojení. V našem případě tedy

$$\alpha_e = - \frac{Z_{21e}}{Z_{22e}} = - \frac{r_e - r_m}{r_e + r_k - r_m} \approx 29$$

Výstupní proud zkratovanými svorkami je 29krát větší než proud vstupní. Vstupní impedanci svorek 1,1' vypočteme z rovnice (11a, b).

$$Z_{11}' = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_g - Z_g i_1}{i_1} = \frac{u_g}{i_1} - Z_g \quad (14)$$



18. Náhradní schema transistoru (spol. emitor)

Potřebné i_1 a i_2 vypočteme některou ze známých školních metod pro řešení soustav dvou rovnic o dvou neznámých. Pak

$$\begin{aligned} Z_{11}' &= r_b + r_e - \frac{r_e (r_e - r_m)}{r_e + r_k - r_m + Z_z} = \\ &= 2,11 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (15)$$

Podobně i výstupní impedance transistoru v zapojení se společným emitorem je při pohledu zleva do svorek 2,2' dána

$$\begin{aligned} Z_{22}' &= r_b + r_k - r_m - \\ &- \frac{r_e (r_e - r_m)}{r_e + r_b + Z_g} = 102,5 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (16)$$

Jestliže je vnitřní napětí signálního generátoru $u_g = 1 \text{ mV}$, můžeme určit i velikost obou obvodových proudů $i_1 = u_g / (Z_g + Z_{11}') = 0,321 \text{ }\mu\text{A}$; $i_2 = 7,78 \text{ }\mu\text{A}$. Budicí výkon vypočteme $N_1 = i_1^2 Z_{11}' = 2,17 \text{ }\mu\text{W}$. Výkon signálu do zátěže $N_2 = i_2^2 Z_z = 6,05 \text{ mW}$. Výkonové zesílení podle vzorce (1) $G = N_2 / N_1 = 2790$ převedeno pomocí tabulky II na výkonový zisk $g \approx 34,5 \text{ dB}$. Menší výkonový zisk je zaviněn nepřizpůsobením zatěžovací impedance Z_z výstupní impedanci transistoru Z_{22}' , o čemž bude podrobněji pojednáno v příštím oddíle.

Závěrem nutno upozornit, že při změně zapojení se mění schematické uspořádání, avšak jednotlivé odpory náhradního schématu si vždy podrží svou hodnotu.

6. Předzesilovače

U elektronkových zesilovačů bývá zvykem dělit zesilovače na napěťové a výkonové. U prvních hledíme na maximální výstupní napětí signálu, kterým budíme řídicí mřížku následujícího stupně. U výkonových – a to jsou zpravidla poslední, výstupní zesilovací stupně – sledujeme maximální výstupní výkon; odevzdaný do zátěže. U transistorových zesilovačů není takové dělení možné. Jak už bylo dříve naznačeno, je každý transistorový zesilovač buzen elektrickým výkonem. O „napěťových“ zesilovačích nelze mluvit a je tedy třeba zavést jiné dělení.

Uvažme, jaké požadavky mohou být na transistorový zesilovač kladeny: z nejdůležitějších to je výkonový zisk a výstupní výkon. Z teorie lineárních čtyřpólů platí i zde, že maximálního výkonového zisku dosáhneme u zesilovače, jehož vstupní a výstupní obvod je správně přizpůsoben. Zatěžovací impedance takového zesilovače je poměrně velká, až několik set kiloohmů. Výstupní výkon neskresleného signálu odevzdaný do této impedance je však poměrně malý, jen zlomek výkonu, který transistor je schopen podle své přípustné kolektorové ztráty dodat. Zesilovače s velkým výkonovým ziskem se tedy hodí jako předzesilovací stupně, budící svým výkonem následující stupně výkonové. Výkonový transistorový zesilovač je navržen tak, aby byl schopen odevzdat do zatěžovací impedance co největší neskreslený výkon. Zatěžovací impedance je poměrně malá, několik set nebo tisíc ohmů. Dosažitelný výkonový zisk těchto stupňů je také malý, zpravidla 15 až 25 dB.

Podle tohoto výkladu můžeme transistorové zesilovače dělit na

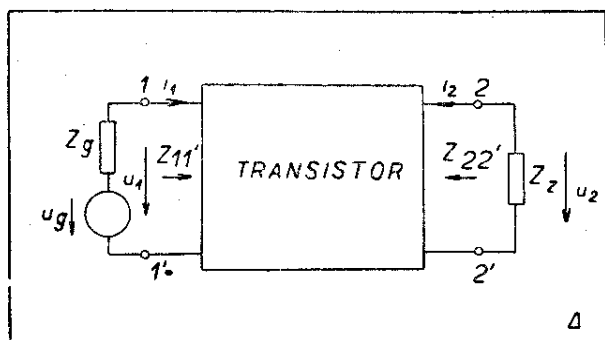
předzesilovače, u kterých hledáme nejvyšší výkonové zesílení,

výkonové zesilovače, které mají do své zatěžovací impedance odevzdat co největší výkon.

V tomto odstavci si tedy nejprve uvedeme některé základní vlastnosti předzesilovačů.

Maximálního výkonového zesílení dosáhneme při správném přizpůsobení vstupních a výstupních svorek. Vnitřní impedance generátoru Z_g , napájecího vstupní obvod, musí být rovna vstupní impedanci transistoru Z_{11}' *) (obr. 19). Podobně musí být výstupní impedance Z_{22}' pokud možno stejná se zatěžovací impedancí Z_z . Z příslušné literatury [13] je známo, že pak musí být vnitřní impedance generátoru Z_g rovna t. zv. charakteristické vstupní impedanci Z_{10}

*) Platí přesně pro nejčastější případ, kdy všechny impedance jsou přibližně reálné, ohmické. Obecné řešení podmínek přizpůsobení nalezne zájemce v pramenu [13].



19. Vstupní impedance transistoru

a zatěžovací impedance charakteristické impedanci výstupní Z_{20} . Charakteristické impedance v obou případech vypočteme jako geometrický střed impedancí měřených nakrátko a naprázdno. Na př. vstupní charakteristická impedance Z_{10} je dána odmocninou ze součinu vstupní impedance nakrátko při zkratovaných výstupních svorkách a vstupní impedance naprázdno při rozpojených výstupních svorkách. Rozpojení a zkratování je samozřejmě míněno pro střídavý proud, nikoliv pro ss napájecí. Po úpravě

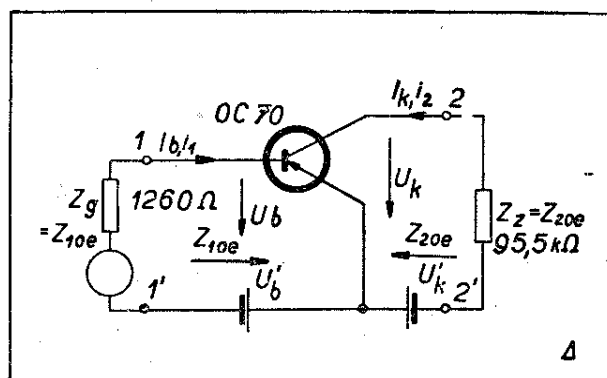
$$Z_{10} = z_{11} \sqrt{1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}z_{22}}} = z_{11} \sqrt{1 - \delta} \quad (17)$$

kde δ nazýváme činitel stability. Pokud je δ menší než 1, je transistor při zkratování všech elektrod stabilní. Nestabilní bude, když $\delta > 1$. Takový případ se může vyskytnout jen u některých speciálních typů hrotových transistorů.

Podobným způsobem odvodíme i

$$Z_{20} = z_{22} \sqrt{1 - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11}z_{22}}} = z_{22} \sqrt{1 - \delta} \quad (18)$$

Jako příklad použití si vypočteme charakteristické impedance transistoru OC70 v zapojení se společným emitorem. Impedanční charakteristiky pro zapojení se společnou bází, uvedené v minulých oddílech, převedeme pomocí tabulky V na zapojení se společným emitorem.



20. Předzesilovač v zapojení se spol. emitorem

$$\begin{aligned} z_{11b} &= 660 \, \Omega & z_{11e} &= z_{11b} = 660 \, \Omega \\ z_{12b} &= 600 \, \Omega & z_{12e} &= z_{11b} - z_{12b} = 60 \, \Omega \\ z_{21b} &= 1,45 \, \text{M}\Omega & z_{21e} &= z_{11b} - z_{21b} \approx -1,45 \, \text{M}\Omega \\ z_{22b} &= 1,5 \, \text{M}\Omega & z_{22e} &= d_{2b} \approx 50 \, \text{k}\Omega \end{aligned}$$

Vypočteme

$$\delta_e = \frac{z_{12e}z_{21e}}{z_{11e}z_{22e}} = -2,64$$

$$\sqrt{1 - \delta_e} = 1,91$$

$$Z_{10e} = 1260 \, \Omega \quad Z_{20e} = 95,5 \, \text{k}\Omega$$

Schema zesilovače včetně napájecích zdrojů vidíme na obr. 20.

Návrh předzesilovače usnadní zavedení t. zv. proudového zesílení A . Toto proudové zesílení je poměr proudu i_2 protékajícího zatěžovací impedancí Z_z k budicímu (vstupnímu) proudu i_1 . Protože zatěžovací impedance brání průtoku výstupního proudu i_2 , bude proudové zesílení A menší než proudové zesílení α . Tak na př. pro transistor v zapojení se společným emitorem vypočteme podle vzorce (13)

$$\begin{aligned} A_e &= \frac{i_2}{i_1} = \frac{r_m - r_e}{r_e + r_k - r_m + Z_z} \approx \\ &\approx \alpha_e \frac{1}{1 + \frac{Z_z(1 + \alpha_e)}{r_k}} \quad (19) \end{aligned}$$

Podobně odvodíme pro proudové ze-

sílení v zapojení se společnouází

$$A_b = - \frac{r_b + r_m}{r_k + r_b + Z_z} \approx \approx \alpha_b \frac{1}{1 + \frac{Z_z}{r_k}} \quad (20)$$

Budící výkon N_1 na vstupní impedanci Z_{11}' vypočteme $N_1 = Z_{11}' i_1^2$. Výstupní výkon signálu N_2 na zatěžovací impedanci Z_z je $N_2 = Z_z i_2^2$. Pak výkonové zesílení

$$G = \frac{N_2}{N_1} = \frac{Z_z}{Z_{11}'} \frac{i_2^2}{i_1^2} = \frac{Z_z}{Z_{11}'} A^2 \quad (21)$$

V případě přizpůsobení $Z_{11}' = Z_{10}$; $Z_z = Z_{20}$, takže

$$G = \frac{Z_{20}}{Z_{10}} A^2 \quad (22)$$

Proudové zesílení zesilovače na obr. 20 vypočteme ze vzorce (19) $A_e = 9,55$. Pak dosazením do vzorce (22)

$$G_e = \frac{Z_{20e}}{Z_{10e}} A_e^2 = \frac{95,5}{1,26} 9,95^2 \approx 7550;$$

to odpovídá výkonovému zisku asi 39 dB.

Při výpočtu předzesilovače se společnouází postupujeme zcela obdobně. Dosažitelný výkonový zisk bude menší, stejně jako vstupní charakteristická impedance Z_{10b} . Naproti tomu výstupní charakteristická impedance Z_{20b} je velmi velká.

Jednou z nejčastějších úloh, se kterou se konstruktér transistorových zesilovačů setkává, je zapojení předzesilovače s vysokou vstupní impedancí. Ta je nutná vždy, chceme-li zesilovat napětí z kry-

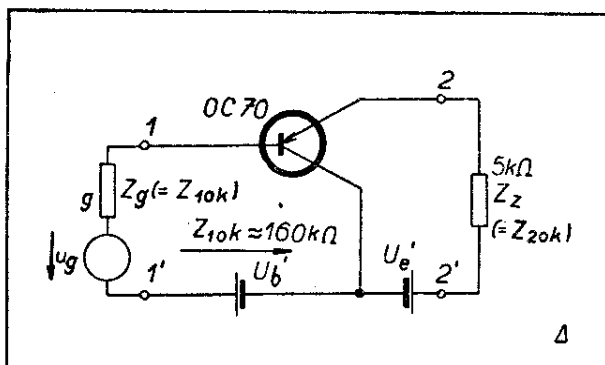
talového mikrofonu nebo přenosky. Pramen [19] uvádí tři možnosti řešení a srovnává jejich přednosti a nevýhody.

V první řadě je možno použít transistoru v zapojení se společným kolektorem (obr. 21). Hodnoty imedančních charakteristik odvodíme pomocí tabulky V: $Z_{11k} = Z_{22b} = 1,5 \cdot 10^6 \Omega$; $Z_{12k} = Z_{22b} - Z_{21b} = 50 \cdot 10^3 \Omega$; $Z_{21k} = Z_{22b} - Z_{12b} = 1,4994 \text{ M}\Omega$; $Z_{22k} = d_{zb} = 50,06 \text{ k}\Omega$. Odtud pak

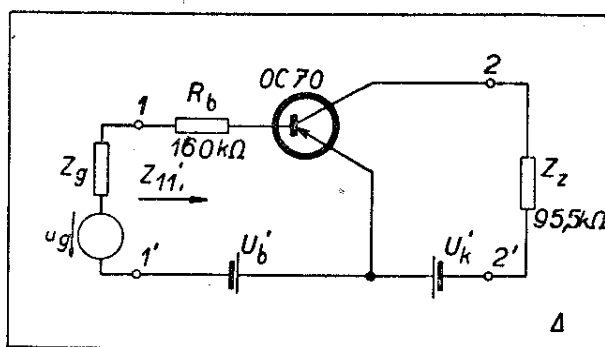
$$Z_{10k} = 1,5 \cdot 10^6 / \sqrt{1 - 0,9878} \approx 160 \text{ k}\Omega.$$

Podobně podle vzorce (18) $Z_{20k} \approx 5 \text{ k}\Omega$. Maximální výkonový zisk je při správném přizpůsobení asi 24 dB. Nevýhodou tohoto zapojení je závislost všech přenosových hodnot, zvláště vstupní impedance na náhodné změně napájecích zdrojů a kmitočtu.

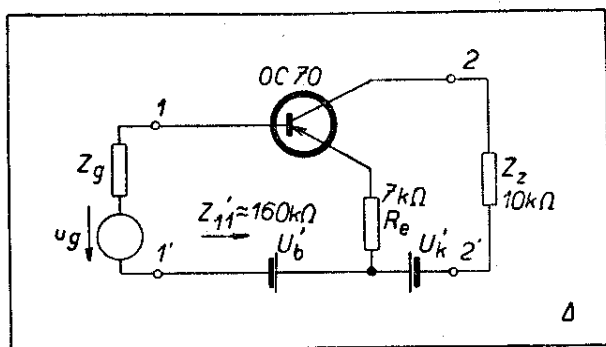
Proto se někdy používá zapojení na obr. 22. Je to v zásadě předzesilovač se společným emitorem, jehož bázi je předřazen pomocný vstupní odpor. Jestliže je ve výstupním obvodu zátěž odpovídající běžnému přizpůsobenému provozu na obr. 20 a volíme-li R_b tak, aby vstupní impedance byla přibližně rovna charakteristické impedanci se společným kolektorem Z_{10k} , je výkonový zisk opět asi 20–25 dB. Značný pokles zisku proti normálnímu zapojení je jednak způsoben ztrátou na pomocném odporu R_b a dále i nepřizpůsobením vstupní a výstupní impedance zátěži. Toto zapojení je však výhodné, protože ohmický odpor R_b stabilisuje vstupní impedanci Z_{11}' , která je pak nezávislá na kolísání napájecího napětí.



21. Předzesilovač v zapojení se spol. kolektorem



22. Zvětšení vstupního odporu předřadným odporem



23. Zvětšení vstupního odporu zápornou zpětnou vazbou

Konečně nejzajímavější zapojení vidíme na obr. 23. Do emitoru je připojen odpor R_e , který – podobně jako neblokovaný katodový odpor elektronky – zavádí zápornou zpětnou vazbu. Zvýšení vstupní impedance napomůžeme i snížením zatěžovací impedance Z_z . Vstupní impedanci vypočteme dosazením do vzorce (15): $Z_{11}' \approx 160 \text{ k}\Omega$. Výkonový zisk se pro běžné transistory pohybuje kolem 20–25 dB.

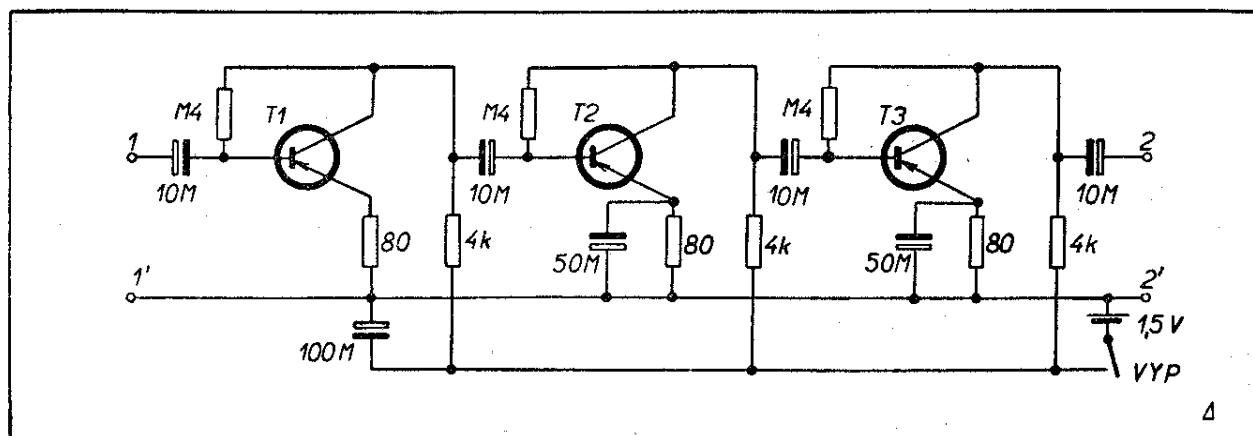
Srovnáním všech tří popsaných schémat zjistíme, že nejvýhodnější je na obr. 22 a 23. Schema na obr. 23 je mimo to stabilisováno a částečně i zbaveno harmonického skreslení účinkem záporné zpětné vazby v emitoru.

Zbývá konečně zmínit se o volbě pracovního bodu. Rozhodujícím činitelem je velikost procházejícího signálu. Z daného vstupního napětí u_1 vypočteme velikost signálu ve výstupním, zpravidla kolektorovém obvodu. Napětí kolektoru

U_k proti společné elektrodě (na př. bázi na obr. 20) volíme tak, aby bylo alespoň 1,5 až 2krát větší než maximální amplituda napětí zesíleného signálu. Totéž platí o proudu kolektoru a všech ostatních elektrod.

Podle vazby mezi jednotlivými stupni rozeznáváme odporově a transformátorově vázané zesilovače. U zesilovačů s odporovou vazbou nelze obvykle dosáhnout správného přizpůsobení zdroje a zátěže. Protože vstupní odpor transistorového předzesilovače je velmi nízký proti charakteristické výstupní impedanci, pracuje předchozí předzesilovací stupeň prakticky nakrátko. Kolektorové „pracovní“ odpory slouží tedy k nastavení pracovního bodu a volíme je tak, aby spotřebovaly jen málo z výstupního výkonu. Kolektor musí odevzdat hlavní část svého výkonu do vstupu dalšího transistoru. Výkonový zisk odporově vázaného předzesilovače je proti theoreticky možné hodnotě velmi malý. Typický zesilovač s odporově vázanými předzesilovací vidíme na obr. 24. Výkonový zisk v pásmu 100–5000 Hz se pohybuje kolem 60 dB.

V zesilovačích s transformátorovou vazbou je možno navzájem přizpůsobit výstupy vstupu navazujících předzesilovačů. Pak je možné, aby každý stupeň pracoval s úplným využitím nejvyššího výkonového zisku. Vazební transformátory navrhujeme stejně jako v elektronkových obvodech. Reaktance jednotlivých vinutí musí být při nejnižším zesilovaném kmitočtu 2 až 3krát menší než



24. Odporově vázaný zesilovač

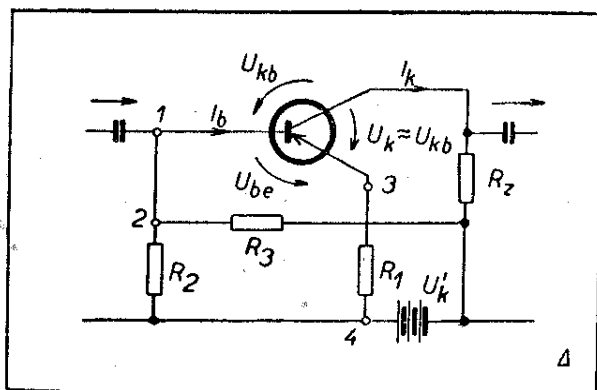
hodnota příslušné charakteristické impedance [14]. Přenášené výkony a ss sycení jsou nepatrná, takže lze použít nejmenších transformátorových jader.

Pro předzesilovací stupně volíme transistory o malé kolektorové ztrátě a vysokém výkonovém zesílení. Jsou to na př. 4NU40, 4NU70, П1Г, П1Е, ОС70, 2N43 a pod.

7. Stabilisace a nastavení pracovního bodu

Stejnoseměrné i přenosové vlastnosti transistoru silně závisí na teplotě. Je to způsobeno v první řadě exponenciálním vzrůstem zbytkového kolektorového proudu I_{ko} , jak již bylo dříve popsáno v odst. 4.2. V zapojení se společnou bází není výsledná změna I_k kritická a není třeba zvláštních opatření. V zapojení se společným emitorem je kolísání I_k velmi značné a může dokonce ohrozit i samotný transistor. Pro potlačení tohoto kolísání se proto používá t. zv. stabilizačních obvodů. Jeden z nich, nejčastěji používaný, bude v tomto odstavci popsán.

Základní schema s vyznačenými stejnosměrnými proudy a napětími vidíme na obr. 25. Stejnoseměrnému proudu I_k stojí v cestě ohmická složka zatěžovací impedance, označená R_z . V případě transformátorové vazby je to ss odpor vinutí, v případě vazby odporové je to přímo zatěžovací odpor. Báze je napájena pomocí dvou ohmických odporů R_2, R_3 . K napájení všech elektrod je potřeba jediné baterie (nebo jiného zdroje) o napětí U_k' . Při výpočtu stabilizačního



25. Stabilisace pracovního bodu

účinku tohoto obvodu předpokládáme, že

1. U_{ke} je nastaveno v té pracovní oblasti, kde má jen malý vliv na I_k (viz obr. 14 a příslušný výklad).

2. Napětí U_{be} je velmi malé (v praxi skutečně $U_b < 0,1$ V).

Měřítkem kolísání kolektorového proudu I_k při změně I_{ko} bude tak zvaný činitel stabilisace S , který definujeme

$$S = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_{ko}} \quad (23)$$

jako poměr celkové změny I_k ke změně I_{ko} , jež ji vyvolala. Čím bude tento činitel stabilisace menší, tím dokonalejší stálosti pracovního bodu bude dosaženo. Známe-li α_b ve zvoleném pracovním bodě a I_{ko} při zvoleném U_k , můžeme pro jednotlivé stabilizační odpory odvodit tyto vztahy

$$R_1 = \frac{\alpha_b (U_k' - R_z I_k - U_k)}{I_k - I_{ko}} \quad (24)$$

$$R_3 = \frac{U_k' (S - 1)}{I_k - S \cdot I_{ko}} \quad (25)$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_3 (S - 1)}{R_3 S \cdot \alpha_b - (S - 1) \cdot (R_1 + R_2)} \quad (26)$$

V praxi bývá zvykem volit $S = 5$ až 10 u běžných zesilovačů a 2 až 5 u zesilovačů s velmi dobrou stabilisací. Všeobecně platí, že čím zvolíme činitel stabilisace S menší, tím většího ztrátového příkonu si vyžádají pomocné odpory a tím klesá účinnost celého zesilovače. Dobrá stabilisace je tedy na druhé straně vyvážena zvýšením příkonu.

S hlediska přenosu střídavého signálu se nám pomocné odpory uplatňují rušivě a mění charakteristiku transistoru. Při použití odporové vazby je na př. nutno dbát toho, aby odpory R_2 a R_3 byly dostatečně velké proti vstupní impedanci báze. Mimo to je nutné blokovat body 3, 4 dostatečně velkým kondensátorem (zpravidla 5 až 50 μ F), aby odpor R_1 nepůsobil nežádoucí zápornou zpětnou vazbu. Při použití transformátorové vazby zapojíme sekundární vinutí vstupního transformátoru mezi body 1, 2. Dále je nutno zkratovat pro střídavý signál body 2 a 3. Stačí mezi ně

připojit jediný kondensátor nebo zkratovat body 2, 4 a 3, 4 dvěma kondensátory. Podle zkušeností získaných praktickými pokusy lze říci, že nastavení pracovního bodu popisovaným způsobem, který byl převzat z pramenu [15] a [19], je jen velmi přibližné. Požadovaného stabilizačního účinku je však zpravidla dosaženo.

V některých jednodušších přístrojích se používá ke stabilizaci a nastavení pracovního bodu jediného odporu R_3 , zapojeného mezi „živý“ konec pracovního odporu a bázi. Jeho hodnotu vypočteme jako podíl napětí kolektoru U_k a potřebného proudu báze I_b (obvykle od 100 do 500 k Ω). Čtenáři se s ním již seznámili v odporově vázaném zesilovači na obr. 24. Některé další možnosti stabilizace pracovního bodu nalezne zájemce v podrobnějších pramenech [15], [16], [18], [19].

8. Šum transistorů

Důležitým činitelem, který do nedávné doby vadil použití transistorů v citlivých zesilovačích, byl jejich vysoký šum, který vzniká uvnitř samotného polovodiče a ruší zesilovaný signál. Teprve v minulém roce se objevily v literatuře zprávy o transistorech, jejichž šum je srovnatelný nebo dokonce lepší než šum nejlepších elektronek. Šum transistorů se zásadně liší od t. zv. „bílého“ šumu nebo šumu termického. Výkon šumu transistoru na jednotku šíře kmitočtového pásma je nepřímo úměrný kmitočtu. Znamená to tedy, že tentýž výkon šumu, který jsme naměřili v pásmu 150 až 300 kHz, naměříme v pásmu 150 až 300 Hz nebo 1,5 až 3 kHz. Proto je nesnadné navrhnout a sestavit citlivý transistorový zesilovač ss proudu nebo napětí.

Měřítkem šumu transistorů je t. zv. míra šumu F_o , jež se udává v decibelech. Je to desateronásobek dekadického logaritmu celkového šumového výstupního výkonu na zatěžovací impedanci k oné části výstupního šumového výkonu, jež vznikla zesílením termického šumu resistance zdroje zesilovaného signálu. Šum samotné zatěžovací impedance se přitom považuje za velmi malý a zanedbává se. Míra šumu se vztahuje a

udává na šíři pásma 1 Hz a kmitočet 1 kHz při teplotě 20 °C. Znamená to tedy, že čím větší je míra šumu transistoru, tím méně se hodí pro citlivé předzesilovače. Běžné transistory mají míru šumu kolem 15 až 30 dB. Některé speciální typy však dosahují i 3 až 5 dB.

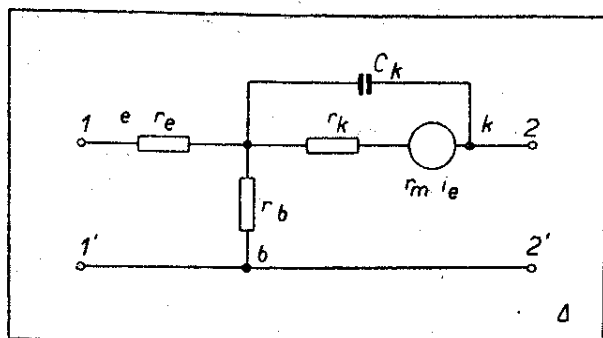
Šum transistoru vzniká jednak v kolektoru a je úměrný napájecímu napětí U_k . Ona složka šumu, jež vzniká v emitoru, nezávisí na U_k , avšak mírně stoupá s I_e . Je proto nutné, aby první předzesilovací stupeň pracoval s malými napájecími proudy a napětími (na př. $U_k = -2$ V; $I_e = 0,5$ mA).

Všeobecně možno říci, že pro malé napětí kolektoru U_k převládá šum emitoru, pro větší U_k převládá šum kolektoru. Šumy transistoru závisí v malé míře i na ohmické složce vnitřní impedance generátoru signálu. Proto se doporučuje volit Z_g v absolutní hodnotě od 500 do 1000 Ω . Vznik šumových napětí transistoru vadí zvláště v prvním předzesilovacím stupni, kde je signál nejmenší. Proto k osazení tohoto stupně volíme transistory s nejmenší mírou šumu F_o (na př. П1Г).

9. Vysokofrekvenční zesilovače

Zesílení elektronkových zesilovačů na velmi vysokých kmitočtech klesá. Je to způsobeno vnitřními kapacitami elektrod a konečnou rychlostí elektronů, pohybujících se mezi katodou a anodou. S obdobným zjevem se setkáváme i u transistorových zesilovačů, avšak již na kmitočtech mnohem nižších. Tak na př. vysokovýkonné transistory s kolektorovou ztrátou 10 až 20 W mohou být dnes stěží použity pro pásmo akustických kmitočtů. Pokles zisku transistorových zesilovačů na vysokých kmitočtech působí dva činitelé: jednak pokles proudového zesílení nakrátko a dále kolektorová kapacita C_k , přemostující odpor a závislý zdroj kolektoru v náhradním schématu. V našem informativním výkladu zanedbáme kapacitu emitoru, o které se zájemce dočte v pramenu [24].

V obecném případě možno pro proudový zesilovací činitel nakrátko při



26. Náhradní schema transistoru s kolektorovou kapacitou

vysokém kmitočtu α_{bvf} udat závislost

$$\alpha_{bvf} = \frac{\alpha_b}{1 + j \frac{f}{f_{ab}}} \quad (27)$$

kde α_b je proudový zesilovací činitel, zjištěný na nízkých kmitočtech, f_{ab} mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko, f kmitočet, při kterém α_{bvf} zjišťujeme.

Na první pohled je zřejmé, že pro $f = f_{ab}$ bude

$$\alpha_{bvf} = \frac{\alpha_b}{1 + j \cdot 1} = \frac{\alpha_b}{\sqrt{2} \cdot e^{j45^\circ}} = 0,7 \alpha_b \cdot e^{-j \cdot 45^\circ}$$

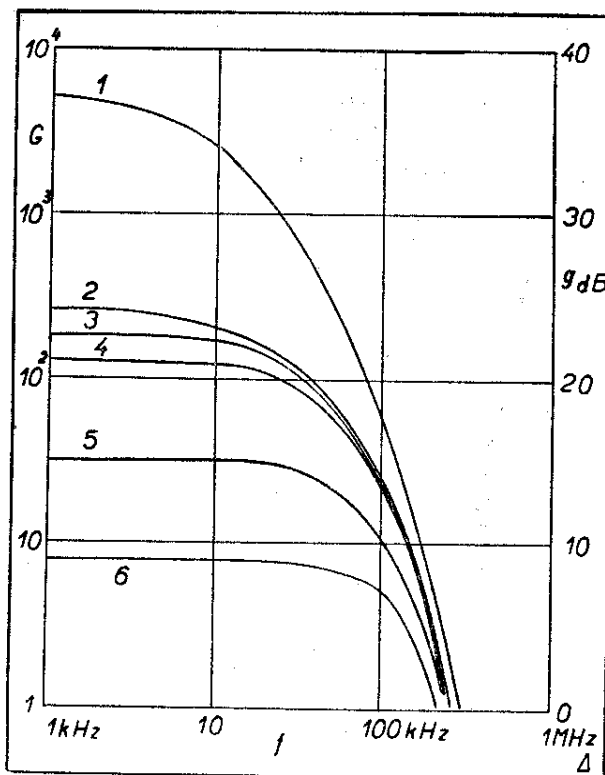
absolutní hodnota $|\alpha_{bvf}| = 0,7 \alpha_b$, t. j. bude o 3 dB menší. Tímto způsobem je právě mezní kmitočet f_{ab} definován. Pokles proudového zesílení je provázen i přídavným fázovým posuvem, který při $f = f_{ab}$ je asi -45° . Tento přídavný fázový posuv velmi znesnadňuje návrh transistorových zesilovačů se zpětnou vazbou a zhoršuje jejich stabilitu. Mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko transistoru v zapojení se společným emítorem je

$$f_{ae} = f_{ab} (1 - \alpha_b) \quad (28)$$

mnohokrát menší než mezní kmitočet téhož transistoru v zapojení se společnou bází. Tak na př. pro transistor s $\alpha_b = 0,98$ a $f_{ab} = 500$ kHz vypočteme ze vzorce (28) $f_{ae} = 10$ kHz. Jak již bylo naznačeno dříve, je pokles proudového zesílení způsoben rozdílnou dobou, jež jednotlivé nosiče nábojů potřebují k přechodu s emítorem na kolektor.

Dalším důvodem poklesu zisku na vyšších kmitočtech je kapacita kolektoru C_k (obr. 26). Tato kapacita zmenšuje výstupní impedanci i převodový odpor závislého zdroje r_m . A protože $r_m \approx \alpha_b \cdot r_k$, má pokles r_m za následek další přídavný pokles proudového zesílení. Mimo pokles absolutních hodnot má i C_k vliv na fázový posuv zesilovaného signálu. Kapacita kolektoru C_k bývá v obsažnějších cenících uvedena a pohybuje se od 1 do několika set pF. Všeobecně možno říci, že kapacita kolektoru je nepřímě úměrná kolektorovému napětí.

Vliv kolektorové kapacity lze do jisté míry vyloučit volbou vhodné zatěžovací impedance. Čím menší zatěžovací impedance volíme, tím širší kmitočtové pásmo můžeme zesilovat. Na obr. 27 jsou vyznačeny křivky výkonového ze-



27. Vliv zatěžovací impedance a kmitočtu na výkonové zesílení

1. spol. emitor; $Z_z = 50$ k Ω ,
2. spol. báze; $Z_z = 80$ k Ω ,
3. spol. báze; $Z_z = 50$ k Ω ,
4. spol. báze; $Z_z = 32$ k Ω ,
5. spol. báze; $Z_z = 10$ k Ω ,
6. spol. báze; $Z_z = 1$ k Ω .

sílení pro transistor 4NU40. Křivka 1 platí pro společný emitor a zatěžovací impedanci $Z_z = 50 \text{ k}\Omega$. Nevýhodou je rychlý pokles zesílení v pásmu akustických kmitočtů do 10 kHz. Jen snížením zatěžovací impedance lze rozšířit pásmo, ovšem za cenu sníženého zesílení. Stejného výsledku dosáhneme i pro vyšší zatěžovací impedanci v zapojení se společnou bází. Naznačuje to křivka 2, jež přísluší zatěžovací impedanci $80 \text{ k}\Omega$. Rozšíření pásma přináší snížení zatěžovací impedance, jak vidíme na křivkách 3 až 6. Na každé z křivek můžeme rozoznat pásmo účinného zesílení, kde pokles proti nízkým kmitočtům není větší než 3 dB. Pak se začíná uplatňovat kapacita kolektoru, jež působí pokles zisku asi o 6 dB na oktávu. Brzy se však sklon křivek zvyšuje. Je to účinkem poklesu proudového zesílení nakrátko. Tento pokles již nelze snižováním pracovního odporu prakticky zamezit. Proto je nutné používat ve vf zesilovačích transistory s vysokým mezním kmitočtem.

Kapacita kolektoru se též rušivě uplatňuje v laděných zesilovačích, kde se přičítá k vlastní kapacitě obvodu a posunuje jeho rezonanční kmitočet (na př. mf zesilovače). Dnešní běžné nf transistory s kolektorovou ztrátou 50 mW mají C_k od 30 do 100 pF, výkonové transistory s kolektorovou ztrátou několika wattů mají C_k od 200 do 500 pF. Teprve v nedávné době se podařilo vyrobit speciální vf transistory s $C_k < 1 \text{ pF}$.

10. Výkonové zesilovače

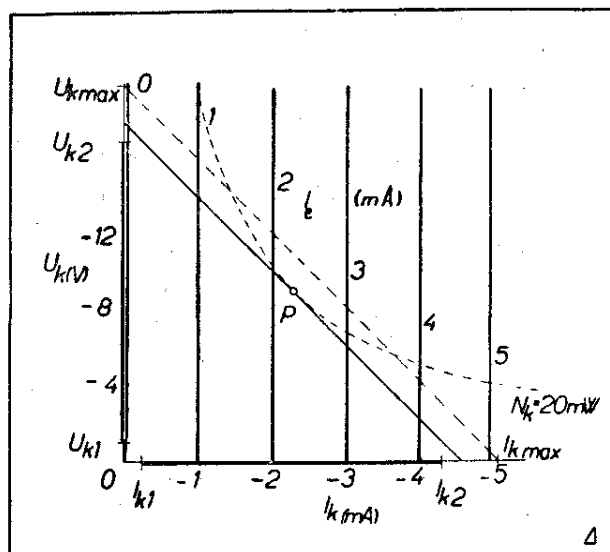
V předzesilovacích stupních je amplituda signálu malá proti ss proudům a napětím daným polohou pracovního bodu. Ze stejnosměrných charakteristik jsou tedy využity jen krátké úseky, kde rozdíl křivosti je velmi malý. Pak je možno v okolí pracovního bodu nahradit křivou charakteristiku přímkou, považovat transistor za lineární čtyřpól. Proto je možné předzesilovače řešit početně použitím střídavých charakteristik. Ve výkonových stupních je amplituda signálu velká a zasahuje i do silně zakřivených částí ss charakteristik. Během jediného cyklu se mění hodnoty střídavých charakteristik, takže početní

řešení takového zesilovače je nepřesné. Zde je nutno použít grafické metody, vycházející ze změřených ss charakteristik.

Největší skreslení signálu nastává ve vstupním obvodu. Nasvědčuje tomu i značné zakřivení vstupních ss charakteristik na obr. 10 a 15. Ukažme si příklad takového řešení na výkonovém zesilovači v zapojení se společnou bází, osazeném plošným transistorem 4NU40. V obr. 28 jsou nakresleny výstupní charakteristiky naprázdno. Čárkovaná hyperbola N_k vyznačuje oblast, ve které smí ležet pracovní bod, aniž by kolektorová ztráta přestoupila přípustných 20 mW. Na osách jsou vyznačeny maximální hodnoty kolektorového proudu $I_{kmax} = -5 \text{ mA}$ a napětí $U_{kmax} = -20 \text{ V}$.

Existuje několik metod, jak postupovat při stanovení optimální zatěžovací impedance Z_z , která by nám zajistila nejvyšší možný výstupní výkon N_z zesíleného signálu. V nejjednodušším případě postupujeme tak, že spojíme body U_{kmax} a I_{kmax} a rovnoběžně s touto (čárkovanou) přímkou vedeme tečnu k hyperbole N_k . Bod dotyku P je pak pracovním bodem zesilovače a sklon tečny udává velikost zatěžovací impedance. V našem případě $Z_z = -18 \text{ V} / -4,5 \text{ mA} = -4 \text{ k}\Omega$.

Výstupní charakteristiky transistoru jsou téměř v celé pracovní oblasti přímé



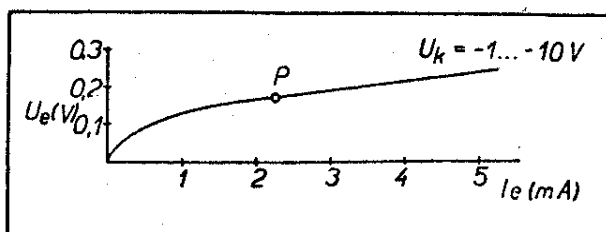
28. Volba pracovního bodu a zatěžovacího odporu

a vzájemně rovnoběžné. Podrobným sledováním vlivu střídavého budicího proudu emitorem i_1 , který se přičítá a odečítá od ss proudu I_e na proud kolektoru zjistíme, že i při velkém rozkmitu signálu i_2 věrně sleduje i_1 . Je-li budicí proud i_1 sinusový, je sinusový i proud kolektorovým obvodem i_2 stejně jako napětí u_2 na kolektorové zátěži.

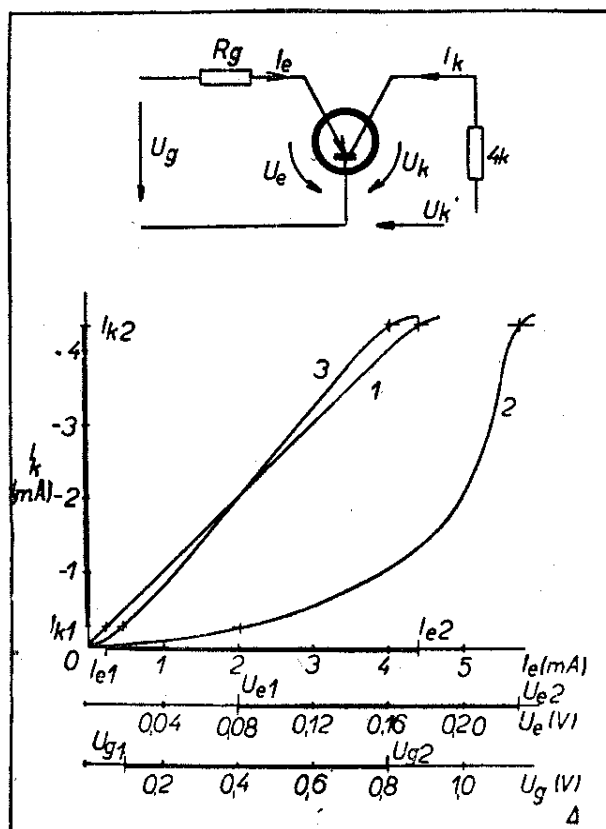
Daleko složitější je však vztah mezi okamžitým napětím a proudem emitorem. Ze vstupní charakteristiky nakrátko na obr. 29 vidíme, že vztah mezi proudem a napětím emitoru je zcela nelineární. Tak na př. ke zvýšení proudu od 0 do 1 mA je třeba zvýšení napětí emitoru z 0 do 0,125 V. Avšak pro stejný přírůstek proudu z 1 do 2 mA je třeba jen 0,035 V. Kdybychom tedy emitor napájeli z tvrdého napětového zdroje, který by udržoval pevné sinusové napětí, bude proud emitorem skreslen. Jeho spodní půlvlny budou zmenšeny, zatím co druhé horní půlvlny budou neúměrně zvětšovány. A protože kolektorový proud je buzen emitorovým proudem, přeneseme se skreslení i do kolektorového, výstupního obvodu.

Aby byl proud emitoru lineárně úměrný vnitřnímu napětí budicího zdroje, musíme emitoru předradit pomocný odpor nebo zvýšit vnitřní odpor zdroje. Pokud tento vnitřní odpor zdroje bude větší než vstupní odpor emitoru, odpovídá proud emitoru věrně budicímu napětí a zesílený signál ve výstupním obvodu je neskreslen.

Na obr. 30 je znázorněna závislost proudu kolektoru na proudu a napětí emitoru. Jednotlivé body těchto křivek mohou být buď odvozeny z obr. 28 na 29 nebo přímo změřeny podle zapojení na obr. 30. Do kolektorového obvodu je



29. Vstupní charakteristika nakrátko (spol. báze)



30. Stanovení přípustného rozkmitu signálu

Křivka 1: závislost I_k na I_e

2: závislost I_k na U_e (I_k na U_g ; $R_g = 0$)

3: závislost I_k na U_g ($R_g = 100 \Omega$)

připojen zatěžovací ohmický odpor 4 k Ω a napětí vnějšího kolektorového zdroje U_k' je nastaveno tak, aby napětí mezi kolektorem a bází U_k stejně jako všechny ostatní proudy a napětí odpovídaly zvolenému pracovnímu bodu P (t. j. $U_k = -9$ V, $I_k = -2,25$ mA, $U_e = 0,17$ V). Pak při změně emitorového proudu odečítáme proud kolektoru. Zjištěná závislost je znázorněna křivkou 1 v obr. 30. Jak již bylo dříve odvozeno z charakteristik výstupních, je proud kolektoru obrazem proudu emitoru. Křivka 2 znázorňuje vztah mezi napětím na emitoru U_e a proudem kolektoru I_k . Ze zakřivení je zřejmé nebezpečí vzniku vyšších harmonických. Výstupní signál bude skreslen.

Jestliže však do serie se zdrojem emitorového napětí připojíme pomocný odpor R_g , představuje nám R_g vnitřní odpor budicího generátoru a vnější napětí

U_g jeho vnitřní napětí (záporně vzatou emsu). Změříme-li nyní závislost tohoto vnitřního napětí U_g a kolektorového proudu I_k (křivka 3), vidíme, že závislost je ve většině své délky dostatečně lineární. Kolektorový proud bude (zdánlivě) řízen vnitřním napětím generátoru. I když bude napětí na samotném emitoru skresleno, zachová si proud emitoru i kolektoru správný tvar.

Na obr. 31 jsou informativní průběhy střídavých proudů a napětí na generátoru (u_g), emitoru (i_1 , u_1) a kolektoru (i_2 , napětí u_2 na zatěžovací impedanci Z_z).

Je tedy zřejmé, že hlavním zdrojem skreslení ve výkonovém transistorovém zesilovači v zapojení se společnou bází je jeho emitor. Harmonické skreslení lze zmenšit vhodnou volbou vnitřní impedance generátoru. Čím bude tato impedance vyšší, tím menší harmonické skreslení bude zesilovač vykazovat. Zvyšováním vnitřní impedance generátoru se však zmenšuje výsledný výkonový zisk zesilovače. Část vstupního budicího výkonu se totiž ztrácí ve vnitřní impedanci generátoru. Jestliže je vnitřní impedance generátoru vysoká (přes 100Ω u transistorů s malou kolektorovou ztrátou), postačí sama k linearisaci vstupního obvodu. Je-li menší, zařadíme ji do serie pomocný odpor R_g od 50 do 100Ω .

Z grafů lze odvodit i velikosti jednotlivých výkonů signálu a případně i výkonový zisk.

Nejprve je nutno stanovit nejvýše přípustný rozkmit vstupního napětí U_g (resp. u_1) s ohledem na zakřivení konců křivky 3 na obr. 30. V našem případě bude nejmenší možné napětí $U_{g1} = 0,1 \text{ V}$ a nejvyšší možné napětí $U_{g2} = 0,8 \text{ V}$. Příslušný rozkmit kolektorového proudu je dán body $I_{k1} = -0,25 \text{ mA}$ a $I_{k2} = -4,25 \text{ mA}$ a emitorového od $I_{e1} = 0,25 \text{ mA}$ do $I_{e2} = 4,3 \text{ mA}$. Tomu odpovídá v obr. 20 rozkmit kolektorového napětí U_k od $U_{k1} = -1 \text{ V}$ do $U_{k2} = -17 \text{ V}$.

Pak výstupní výkon signálu

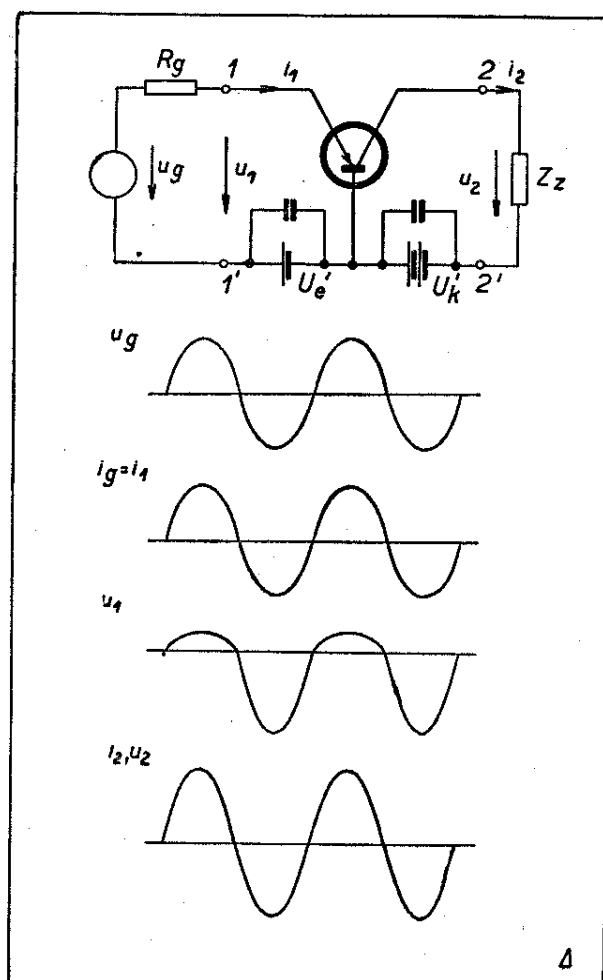
$$N_2 = \frac{U_{k1} - U_{k2}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{k1} - I_{k2}}{2\sqrt{2}} = 8 \text{ mW.}$$

K vybuzení transistoru je třeba

$$N_1 = \frac{U_{e2} - U_{e1}}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{e2} - I_{e1}}{2\sqrt{2}} = 76 \mu\text{W.}$$

Výkonový zisk $g = 10 \cdot \log N_2/N_1 = 20,2 \text{ dB}$. Zesilovač je schopen odevzdat do zátěže poměrně značný výkon, avšak jeho výkonový zisk je malý. Účinnost η vypočteme jako poměr výstupního výkonu N_2 ke kolektorové ztrátě N_k . V našem případě $\eta = N_2/N_k = 40 \%$.

Při návrhu výkonového zesilovače v zapojení se společným emitorem postupujeme zcela obdobně. Bývá však třeba kontrolovat, zda symetrickému rozkmitu napětí generátoru kolem klidového pracovního bodu odpovídá symetrický rozkmit proudu báze a kolektoru. V případě, že tomu tak není, změníme podle potřeby polohu pracovního bodu. Návrh dvojčinných transistorových stupňů je popsán v pramenu [19].



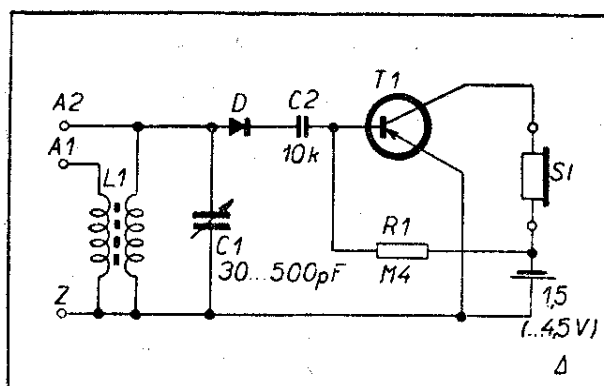
31. Průběhy proudů a napětí transistorového zesilovače

Je samozřejmé, že výstupní impedance Z_z není ve většině případů do kolektorového obvodu zapojena přímo, nýbrž prostřednictvím výstupního transformátoru o vhodném impedančním převodu.

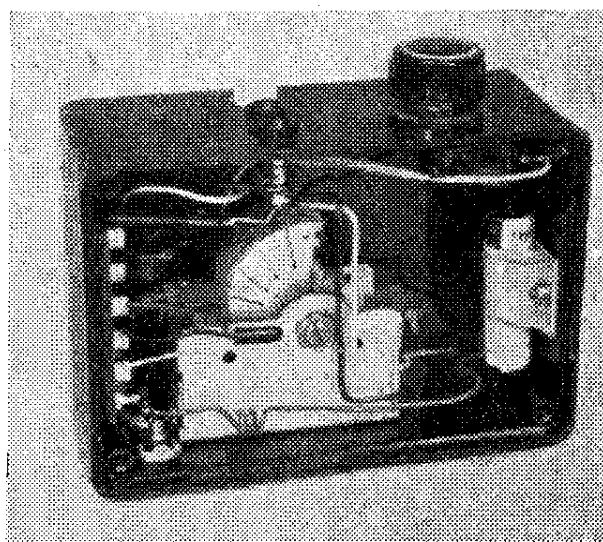
11. Praktické návody

Jako ukázkou použití transistorů bude nyní uveden popis několika nejjednodušších přístrojů.

Na obr. 32 vidíme zapojení přijímače s krystalovým detektorem a nf transistorovým zesilovačem. Zapojení vf obvodu $C_1 - L_1$ spolu s krystalovou diodou D je zcela běžné. S ohledem na vyšší selektivitu je však použita cívka L_1 pro přímozesilující přijímače. Ladicí vinutí této cívky je připojeno k otočnému kondensátoru C_1 . Dobrou venkovní antenu připojujeme na živý konec antenního vinutí A_1 . Krátkou nebo nouzovou antenu připojíme přímo na ladicí vinutí do zdířky A_2 . Uzemnění připojíme do zdířky Z . Usměrněný signál budí bázi zatěžovacího transistoru T_1 . V jeho kolektorovém obvodu jsou připojena sluchátka Sl . Kolektorový proud v tomto zapojení není prakticky stabilisován. Klidový proud báze je řízen velikostí odporu R_1 . Protože spád napětí mezi bází a emitorem je malý, je I_b dán podílem napětí zdroje a odporu R_1 . V našem případě $I_b = 1,5 \text{ V} / 0,4 \text{ M}\Omega = 4 \mu\text{A}$. K osazení tohoto nf zesilovače se prakticky hodí jakýkoliv dobrý plošný tran-



32. Krystalový přijímač s transistorovým nf zesilovačem L_1 – středovlnná cívka pro zpětnovázební přijímače, použito ladicí a antenní vinutí; D – hrotová germaniová dioda, na př. 1NN40



33. Pohled na krystalový přijímač

sistor. Při použití transistoru 4NU40 je výkonový zisk asi 30 dB.

Připojením nf zesilovače za krystalový detektor se citlivost přijímače příliš nezvýší. Je v principu dána neschopností diody usměrnit nejslabší vf signály. Nf zesilovač však umožní dobrý příjem několika nejbližších stanic na sluchátka a v některých případech i na reproduktor. Hlavní výhodou transistorového zesilovače je jeho nízká spotřeba. Celkový odběr z vestavěného článku 1,5 V je asi 0,6 mA. Životnost zdroje je spíše omezena vnitřními chemickými pochody než vybitím. Na obr. 33 vidíme uspořádání celého přijímače, vestavěného do bakelitové krabičky $B6$ i s tužkovým článkem.

Na obr. 34 je uvedeno schéma transistorového předzesilovače. V zahraničních časopisech bývá doporučován jako nejlevnější a nejjednodušší prostředek ke zvýšení zisku nf stupňů rozhlasových přijímačů. Často se totiž stává, že zesílení těchto nf stupňů je poměrně malé a nestačí k reprodukci gramofonových desek magnetickou přenoskou. Doplnění přijímače další elektronikou je pracné a vyžaduje mechanických i elektrických zásahů do přijímače. Při použití zvláštního předzesilovače je nutné jej napájet žhavicím i anodovým proudem.

Naproti tomu transistorový předzesilovač o zisku asi 20 až 25 dB je napájen z jediného monočlánku 1,5 V, může být

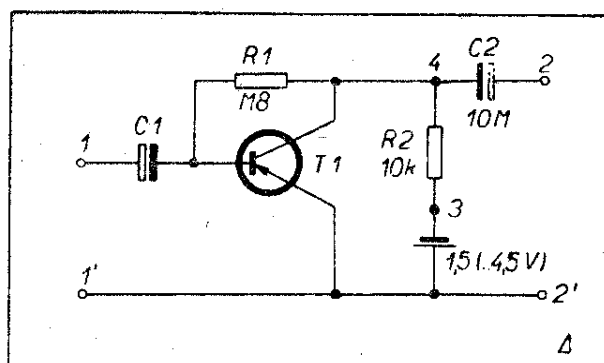
umístěn v krytu nepatrných rozměrů někde pod kostrou gramofonu v těsné blízkosti přenosky (obr. 35). Jedinou nevýhodou je nutnost občasné výměny článku. Vypínání by nepřineslo podstatné zvýšení životnosti. Proto ve schématu není zakreslen vypínač zdroje. Zesilovač je neustále v provozu a jeho odběr činí asi 0,15 mA.

Stabilisace pracovního bodu je provedena odporem R_1 . Jestliže se zvýší kolektorový proud, sníží se napětí bodu 4 a tím i proud báze. Zmenšení proudu báze zmenší kolektorový proud, který se vrátí (přibližně) k původní hodnotě. Odporem R_1 se přenáší i nf signál, takže zavádí současně zápornou zpětnou vazbu. Kdybychom proud báze odebírali z bodu 3, zvýšil by se poněkud zisk zesilovače, avšak proud kolektoru by nebyl stabilisován.

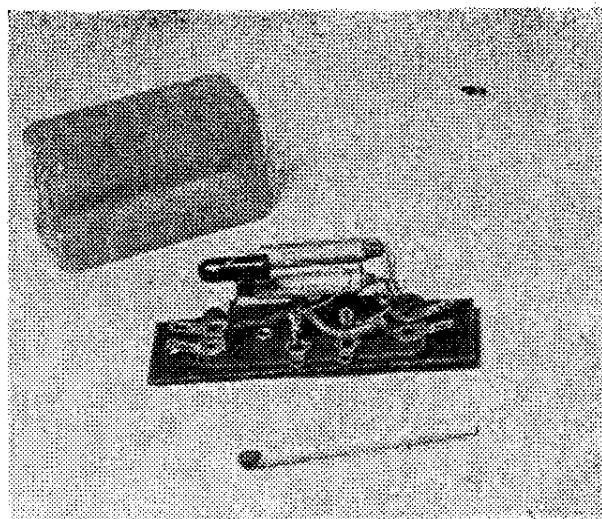
Nedokonalá stabilisace odporově vázaných zesilovačů může mít za následek pokles zisku a vzrůst harmonického skreslení za vyšších teplot. Při stoupání ss proudu kolektoru I_k totiž stoupá úbytek napětí na pracovním odporu a napětí kolektoru se zmenšuje. Rozkmit výstupního napětí zasahuje i do zakřivených částí charakteristik a procházející signál je omezován. Je tedy nutné navrhovat stabilisaci tak, aby i při maximální provozní teplotě bylo napětí kolektoru dostatečně velké.

Zvýšení vstupní impedance předzesilovače dosáhneme podle výkladu v odd. 6 připojením pomocného odporu do obvodu emitoru nebo báze.

Užitečnou pomůckou při zkoušení a s ladování přijímačů je t. zv. zdroj sou-



34. Transistorový předzesilovač



35. Pohled na transistorový předzesilovač

vislého spektra. Je to multivibrátor nebo rázující oscilátor, pracující na základním kmitočtu kolem 1 kHz. Jeho signál je však silně skreslen a obsahuje řadu vyšších harmonických až do kmitočtů řádu MHz. Přivedeme-li takový signál na kterýkoliv stupeň nebo rozsah zkoušeného přijímače, najdou se vždy některé kmitočty, které spadají do přenášeného pásma. Není tedy nutné doladovat signální generátor nebo mít po ruce zdroj vf a nf kmitočtů. Použití zdroje souvislého spektra je dobře známo a bylo již několikrát popsáno i v naší literatuře. Při použití elektronek však vycházejí váhy a rozměry velké, téměř srovnatelné s rozměry běžného signálního generátoru. Proto byly elektronky nahrazovány mechanickými přerušovači (bzučáky) a zdroj i s potřebnou baterií byl montován do úhledného pouzdra, podobného doutnavkové zkoušečce.

Na obr. 36 vidíme schema transistorového multivibrátoru. Jeho funkce je zcela obdobná jako v případě použití dvou elektronek. Hlavní výhodou je tichý chod (proti mechanickému přerušovači) a malé napětí napájecího zdroje.

Na obr. 35 jsme viděli, že rozměry základních součástek (pájecích očí, izolovaných vodičů) jsou srovnatelné s rozměry transistorů. Proto bylo při zhotovení multivibrátoru použito plošných spojů, lepených a leptaných na základní desce z lesklé lepenky. Celé uspo-

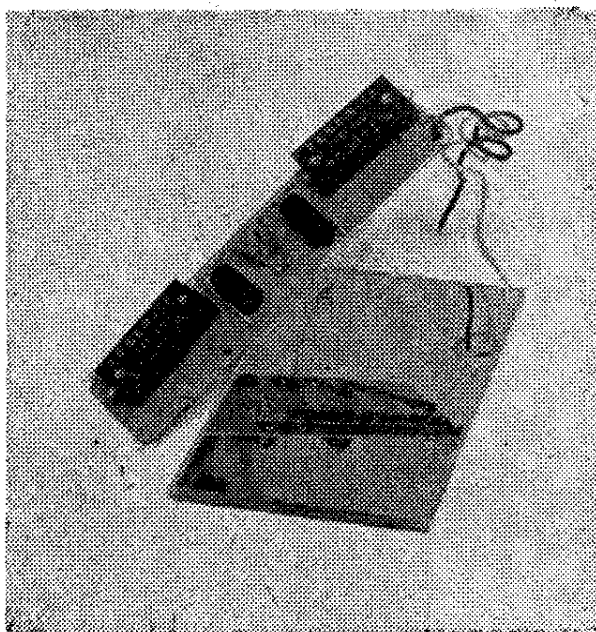
řádání multivibrátoru vidíme na obr. 37. Na horní straně destičky jsou všechny součástky a jejich přívodní dráty jsou prostrkány otvory v základní desce. Na spodní straně destičky jsou plošné spoje (jak je vidět v podloženém zrcátku). Přecházející vývody součástek jsou odštipnuty a zakápnuty cínem k plošným spojům, zhotoveným z měděné folie 0,05 mm. I když pro zhotovení jednotlivých kusů nepřinášejí plošné spoje ekonomických výhod, umožní konstrukční zjednodušení přístroje a odstraní některé součástky.

Celá destička multivibrátoru může být zasunuta do kovového pouzdra se zkušebním hrotem, kterým se při zkoušení dotýkáme jednotlivých spojů přijímače nebo zesilovače.

Konečně na obr. 38 je uvedeno schéma jednoduchého přímo zesilujícího přijímače, jehož obrázek je na titulní straně. Transistor T_1 pracuje jako audion s detekcí v bázi. Nasazení zpětné vazby se ovládá potenciometrem P_1 — 2 k Ω .

Jestliže je mezi emitorem a zemí zařazen celý odpor potenciometru, potlačí vznikající záporná zpětná vazba kmitů a transistor je stabilní. Zmenšíme-li odpor mezi emitorem a zemí, uplatní se vliv kladné zpětné vazby mezi vinutím II a III indukční cívky L_1 a audion se rozkmitá. Největší citlivosti — stejně jako u elektronky — dosáhneme těsně pod bodem kmitání.

Aby byla účinnost celého přijímače co největší, nebyly kolektorové proudy stabilisovány a mezi jednotlivými stupni



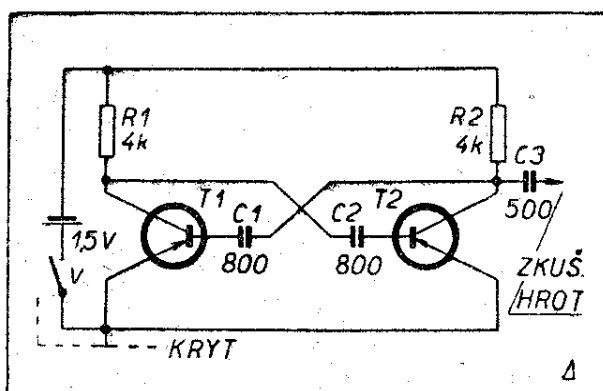
37. Pohled na transistorový multivibrátor s plošnými spoji

bylo všude použito transformátorové vazby. Tím bylo dosaženo zmenšení odběru z baterie 4,5 V na pouhých 12 mA. Celková spotřeba přijímače je tedy asi 50 mW.

Střídavý výkon nf signálu, odevzdaný dvojčinným stupněm do reproduktoru, je téměř 20 mW. Hlavní potíží, se kterou se konstruktér každého přijímače s transistorem setkává, je pokles jejich zisku na vyšších kmitočtech. Zatím co vlastnosti transistoru T_3 , T_3 a T_4 nejsou nijak kritické, musí být kolektorová kapacita C_k transistoru T_1 co nejmenší a mezní kmitočet proudového zesílení nakrátko co nejvyšší. Dosavadní transistory, jež měla redakce k dispozici, se pro vf zesilovače nehodí. Značná kolektorová kapacita posunula celé přijímané pásmo směrem k nižším kmitočtům (dlouhým vlnám) a pokles zesílení a přidavné fázové pootočení znemožnily nasazování zpětné vazby nad kmitočtem 800 kHz.

Přes tyto nedostatky však sestavený vzorek ukázal výborné vlastnosti transistorů, projevující se zvláště nízkým napájecím napětím a příkonem.

A tak nyní nezbývá než doufat, že v krátké době bude mít i naše veřejnost transistory k dispozici.



36. Transistorový multivibrátor

TRANSISTOROVÉ VYSILAČE

Lumír Brabec

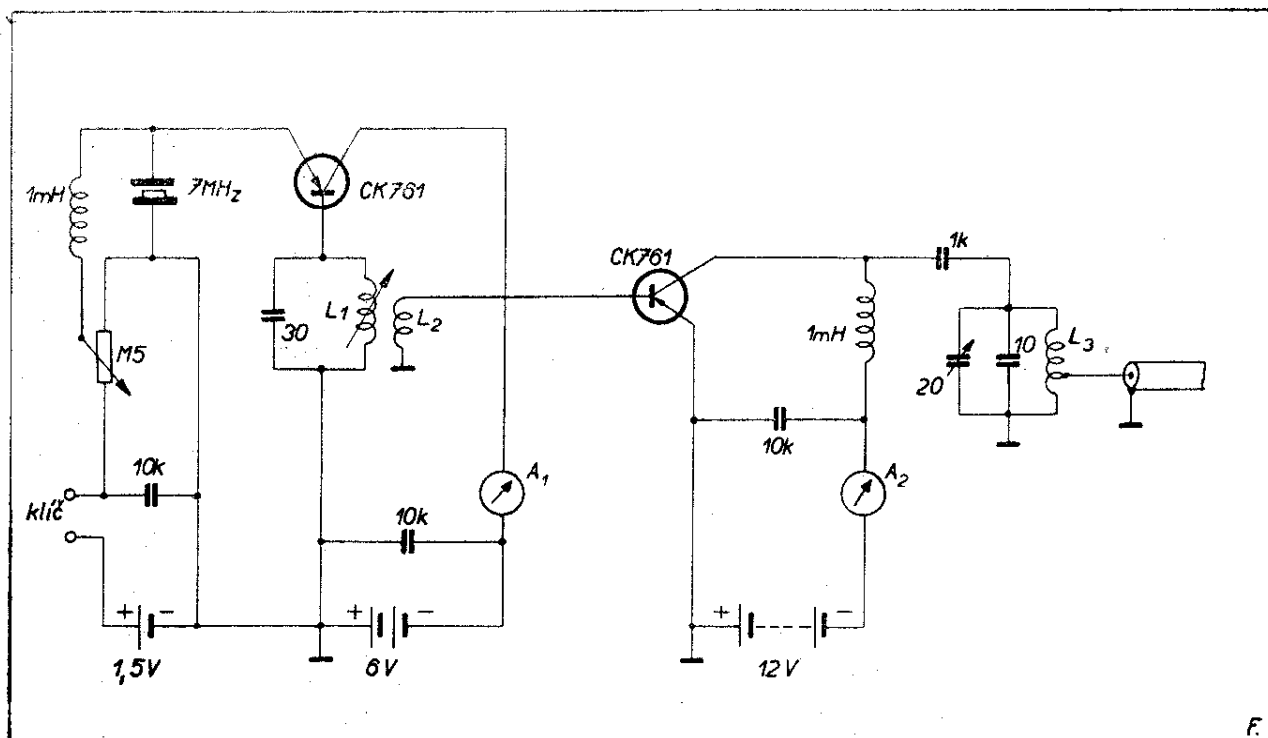
Transistory dosud na našem trhu nemáme, ale snad bude čtenáře zajímat, jaké uplatnění pro ně našli američtí amatéři. V zahraničních časopisech se nyní častěji objevují transistorové vysilače, jimiž amatéři navazují na amatérských pásmech spojení na kratší i delší vzdálenosti.

Příkon běžných typů vysokofrekvenčních transistorů bývá řádově desítky mW a užitečný vysokofrekvenční výkon při velmi dobré účinnosti bývá několik mW. Dosavadní zkušenosti s QRP vysilači vedly amatéry k řadě pokusů, při nichž dosahovali spojení na několik stovek kilometrů. Je však výkon transistoru postačující pro DX spojení?

Na tuto otázku dali odpověď v říjnu m. r. tři američtí amatéři spojením s Dánskem. Vysilač byl osazen dvěma transistory typu Raytheon 2N113/CK761.

Článek uveřejněný v prosincovém Radio-Electronics nepřináší bližší technické údaje, ale ze snímku vysilače je patrné, že jeden transistor pracuje jako krystalem řízený oscilátor a druhý jako výkonový zesilovač. Z rozměrů oscilačních obvodů lze soudit, že vysilač pracuje na 7 MHz.

Spojení bylo nejdříve navázáno vysilačem W10GU a potom byl transistorový vysilač připojen na tutéž vysílací antenu. Kromě tohoto spojení navázali

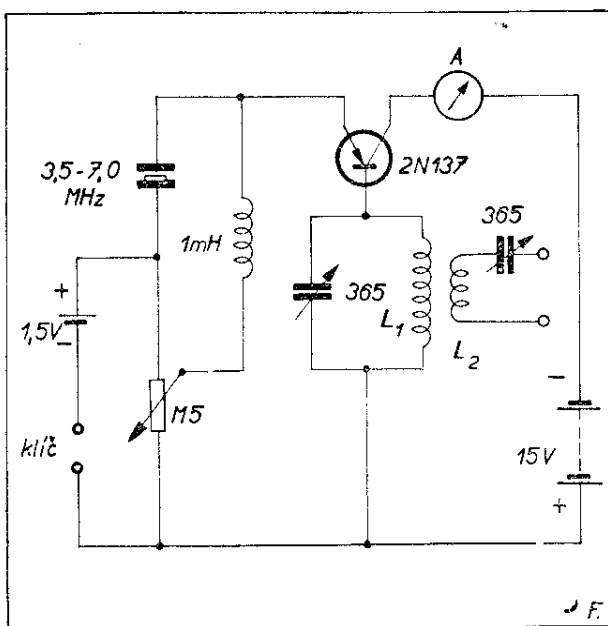


RADIOVÝ KONSTRUKTÉR SVAZARMU, návody a plánky Amatérského radia. Vydává Svaz pro spolupráci s armádou ve Vydavatelství časopisů ministerstva národní obrany, Praha II, Vladislavova 26. Redakce Praha I, Národní tř. 25 (Metro). Telefon 23-30-27. Řídí František SMOLÍK s redakčním kruhem (Josef ČERNÝ, Vladimír DANCÍK, Antonín HÁLEK, Ing. Miroslav HAVLÍČEK, Karel KRBEC, Arnošt LAVANTE, Ing. Jar. NAVRÁTIL, Václav NEDVĚD, Ing. Ota PETRÁČEK, Josef POHANKA, laureát státní ceny, Antonín RAMBOUSEK, Josef SEDLÁČEK, mistr radioamatérského sportu a nositel odznaku „Za obětavou práci“, Josef STEHLÍK, mistr radioamatérského sportu, Aleš SOUKUP, Vlastislav SVOBODA, laureát státní ceny, Jan ŠÍMA, mistr radioamatérského sportu, Zdeněk ŠKODA, Ladislav ZÝKA). Vychází měsíčně, ročně vyjde 10 čísel. Tiskne NAŠE VOJSKO n. p., Praha. Otisk povolen jen s písemným svolením vydavatele. Příspěvky redakce vrací, jen byly-li vyžádány a byla-li přiložena frankovaná obálka se zpětnou adresou. Za původnost a veškerá práva ručí autoři příspěvků. Toto číslo vyšlo 10. dubna 1957.

A-28135 - PNS 52

Přehled základních vlastností některých transistorů

	1NU40, 70	2NU40, 70	3NU40, 70	4NU40, 70	III A	III B	III B	III Γ	III Д	III E
Výrobce	Č S R				S S R					
Typ	Ge pnp plošný				Ge pnp plošný					
Přípustné N_k (při teplotě okolí)	.. NU40 : 20 mW (50 °C) .. NU70 : 50 mW (50 °C)				50 mW (20 °C)		30 mW (30 °C)			
Dosažitelný výkonový zisk					30 dB	33 dB	37 dB	33 dB	33 dB	
Mezní kmitočet f_{ab}	100 kHz	200 kHz	300 kHz	350 kHz	vhodné pro zesilování kmitočtů do 100 kHz					
Doporučený pracovní bod	$U_k = -5 \text{ V}; I_e = 1 \text{ mA}$				$U_k = -10 \text{ V}; I_e = 1 \text{ mA}$					
Hodnoty udávané výrobcem	$\alpha_b < 0,92$ $z_{22b} > 300 \text{ k}\Omega$	$0,92..0,94$ $> 400 \text{ k}\Omega$	$0,94..0,96$ $> 500 \text{ k}\Omega$	$0,96..0,98$ $> 500 \text{ k}\Omega$	$\alpha_b > 0,9$ $r_b > 300 \text{ k}\Omega$ $r_e \approx 30 \Omega$	$0,93..0,97$ $< 400 \Omega$ $0,5..1,2 \text{ M}\Omega$ 30Ω	$0,93..0,97$ $< 400 \Omega$ $> 1 \text{ M}\Omega$ 30Ω	$0,96$ $< 600 \Omega$ $> 500 \text{ k}\Omega$ 30Ω	$0,96$ $< 600 \Omega$ $> 500 \text{ k}\Omega$ 30Ω	$0,94..1$ $< 1000 \Omega$ $> 300 \text{ k}\Omega$ 30Ω
Míra šumu	25 dB					35 dB	35 dB	18 dB	18 dB	35 dB
Kapacita kolektoru C_k	$< 100 \text{ pF}$									



s tímto vysílačem další: dvakrát Carolina, Ohio, Michigan, Illinois, Puerto Rico, Costa Rica a Anglie. Australský amatér podal nezaručenou zprávu o poslechu, neboť QRM zabránilo dokončení spojení.

V březnovém QST 1956 přináší W1CUT v článku nadepsaném CQ TR popis a schema podobného vysílače, s nímž na 7 MHz s antenou 26 m dlouhou, napájenou laděnou linkou, navázal spojení se sedmi státy USA a nejdelší spojení bylo na vzdálenost 800 mil (1280 km). Schema vysílače je na obr. 1, kde

$L_1 = 5 \div 9 \mu\text{H}$, laděno ferritovým jádrem,

L_2 na společné kostře s L_1 , poměr závitů $n_2/n_1 = 1/4$,

L_3 64 záv. na $\varnothing 13$ mm, 5 závitů na 1 cm, odbočka pro napájení anteny 70Ω souosým kabelem na 13 závitů od studeného konce. Potenciometr nastavíme tak, aby při stisknutí klíče byl při 6 V $I_{kol} = 3 \div 4$ mA. Vyladění oscilátoru se projeví náhlou změnou I_{kol} . Přijímačem zkontrolujeme, zda oscilátor správně klíčuje bez kliků, po případě doladíme, I_{kol} však nesmí přestoupit mez max. příkonu 88 mW. Potom obdobně vyladíme koncový stupeň podle I_{kol} a ten nastavíme zatížením antenou při 12 V na $5 \div 6$ mA.

Prosincové Radio and Television News přináší experimentální transis-

torový vysílač, osazený jedním transistorem 2N137. Schema tohoto vysílače je na obr. 2:

L_1 – 32 záv. na $\varnothing 16$ mm, délka vinutí 51 mm,

L_2 – 9 záv. na $\varnothing 19$ mm, délka vinutí 16 mm.

Obě cívky jsou samonosné a L_2 na L_1 . Oscilátor může kmitat na kmitočtech od 3,5 MHz do 7,5 MHz, to znamená, že obsáhne dvě amatérská pásma. Další podrobnosti nejsou uvedeny.

*

Transistory nezničitelné?

Podle výsledků právě dokončených zkoušek oznámili odborníci z oddělení polovodičů společnosti General Electric Co., že transistory v rozhlasových přijímačích a ostatních elektronických zařízeních nebude nutno vůbec vyměňovat, pokud budou používány podle instrukcí výrobce.

Zkouškám bylo podrobeno 2050 transistorů desítky různých výrobců, které byly namátkově vzaty z výrobních pásů. Po 18 000 hodinách plného zatížení nebyly u zkoušených transistorů zjištěny žádné nedostatky. Uvedená zkušební doba odpovídá maximálnímu provoznímu zatížení běžných elektronek osm hodin denně po dobu šesti let. Pouze 0,5 % zkoušených transistorů po 1000 hodinách plného zatížení nedávalo špičkové hodnoty. Všechny ostatní nevykazovaly známky opotřebení po ukončení zkoušek a mohly být použity pro normální funkce v přenosných přijímačích.

Trvanlivost transistorů byla prokázána dalšími zkouškami. Otřesuvzdornost byla zkoušena velmi drasticky vystřelením transistorů z minometu. 60 až 75 % transistorů bylo schopno i pak pracovat za plného zatížení. Připravuje se ještě těžší zkouška – vystřelení z protiletadlového děla. Jiné zkoušky prokázaly, že germaniové transistory mohou pracovat za teplot až 100°C a odolávají značným dávkám záření.

Přehled základních vlastností některých transistorů.

¹⁾ měřeno na vzorcích
²⁾ při $f = 455 \text{ kHz}$

	П1Ж	П1И	П2А	П2В	П3А	П3В	П3В	ОС70	ОС71	2N43	CK762
Вýrobce										General Electric	Raytheon
Typ							S S S R	Ge <i>pnp</i> plošný	Valvo, Mullard, Philips	Ge <i>pnp</i> plošný	
Připustné N_k (při teplotě okolí)	50 mW (20 °C) 30 mW (30 °C)		250 mW (20 °C) 120 mW (45 °C)			3,5 W (20 °C) s chladi- deskou 50 cm ²		25 mW (25 °C)		150 mW (25 °C)	
Dosažitelný výkonový zisk			> 17 dB	> 17 dB	> 17 dB	> 20 dB	> 25 dB	> 33 dB	> 37 dB	40 dB	32 dB ²⁾
Mezní kmito- čet f_{ab}	1 MHz	1,6 MHz								1 MHz	20 MHz
Doporučený pracovní bod			$U_k = -25 \text{ V}$ $I_k = -5 \text{ mA}$	$U_k = -25 \text{ V}$ $I_k = -10 \text{ mA}$	$U_k = -25 \text{ V}$	$I_k = -130 \text{ mA}$		$U_k = -2 \text{ V}$ $I_e = 0,5 \text{ mA}$	$U_k = -2 \text{ V}$ $I_e = 3 \text{ mA}$	$U_k = -5 \text{ V}$ $I_e = 1 \text{ mA}$	
Hodnoty udávané výrobem	$\alpha_b > 0,95$ $> 0,96$ $r_b < 1500$ $r_k > 0,5 \text{ M}$				$\alpha_e > 2$ při $U_k = -10 \text{ V}$ $I_k = -150 \text{ mA}$	> 2 10 V -250 mA	> 2 10 V -450 mA	$r_e = 60 \Omega$ $r_b = 600 \Omega$ $r_m = 1,45 \text{ M}\Omega$ $r_k = 1,5 \text{ M}\Omega$		$\alpha_b = 0,98$	
Míra šumu								15 dB	22 dB		
Kapacita Kolektoru C_k		< 35 pF				$\approx 300 \text{ pF}^{1)}$				40 pF	14 pF